Controle Analógico e Digital de Motor

Manual de Experimentos CA06

Issue Number: ME1219/C
Lesson Module: 17.06 Version 0
Escrita por: LJ Technical Publications Dept.

LJ Technical Systems Ltd.
Francis Way
Bowthorpe Industrial Estate
Norwich. NR5 9JA. England
Telephone: (01603) 748001
Fax: (01603) 746340

LJ Technical Systems Inc.
85, Corporate Drive, Holtsville,
11742-2007, New York, USA.
Telephone: (631) 758 1616
Fax: (631) 758 1788

Representante exclusivo no Brasil:
NOVA DIDACTA
Rua Francesco de Martini, 222
Bairro Olímpico Cep: 05835-003
São Caetano do Sul – SP
Fone: (11) 4232-3863
Fone/Fax: (11) 4232-5181
nova@novadidacta.com.br
www.novadidacta.com.br

Capítulo	**Conteúdo**	**Páginas**

Introdução

Introdução

Este texto faz uma introdução aos métodos de controle, analógico e digital, utilizados para controlar o Módulo de Motor DC MS15.

Este trabalho é apresentado de forma predominantemente não matemática, com o objetivo de estabelecer claramente os princípios envolvidos antes da abordagem matemática, que tem de ser aceita além deste nível.

Este manual de experimentos faz uso do software de Laboratório de Controle Virtual (*Virtual Control Laboratory*) em tempo real (*Real-time*) baseado na plataforma Windows™ e um módulo de interface de Entradas/Saídas do Laboratório de Controle (*Control Laboratory Input/Output – CLIO*) que habilita a estação de trabalho do estudante a:

- Funcionar como um gerador de funções para gerar (se necessário) o sinal de entrada (referência), em vários formatos, por exemplo, entradas de formas de onda senoidal ou degrau.
- Fornecer uma gama ampla de configurações ajustáveis de controlador, por exemplo, em malha aberta ou PID.
- Funcionar como um osciloscópio de oito canais ou voltímetro para mostrar vários sinais de controle, por exemplo, comando de entrada, posição de saída.

Como este manual de experimentos está relacionado com o controle de um servomecanismo (o Módulo Motor DC MS15) a terminologia utilizada é aquela relacionada a servossistemas ao invés daquela de processos, mas os conceitos básicos são aplicáveis a todos os tipos de controle.

Atualmente, em toda a indústria, os microcomputadores estão cada vez mais sendo utilizados para controlar servomecanismos eletromecânicos, com aplicações que podem variar do acionamento e controle de elevadores ao acionamento de robôs e sistemas de controle. Este texto foca na área de sistemas de controle e explica em detalhes as técnicas empregadas quando se utiliza um microcomputador para conduzir estas tarefas de controle.

O material sobre controle digital apresentado nos últimos capítulos deste manual é dividido em duas seções, para poder cobrir este assunto no contexto mais amplo possível. A primeira explica as técnicas associadas com o interfaceamento analógico e a segunda com o interfaceamento digital. Vários exercícios são incluídos, em ambas as abordagens.

AVISO

Todos os motores DC possuem uma vida útil. Quando não estiver conduzindo um experimento, desligue a unidade ou remova o sinal sendo aplicado na entrada do motor (clique em '*disable*' no software de controle).

Deve-se tomar cuidado para que o motor não entre em oscilação de alta freqüência por mais que alguns segundos. As oscilações se manifestam como um zumbido audível ou como "trancos" no motor. Se esta condição não for removida, o motor pode ser danificado.

Os experimentos neste manual evitam que esta condição aconteça. Se ocorrer, remova a entrada para interromper a oscilação e verifique se as instruções foram seguidas corretamente.

As Fontes de Alimentação do Módulo

A fonte de alimentação "System Power 90" (ou equivalente) contém todas as fontes de alimentação necessárias para que o módulo opere. Você pode ligar ou desligar as fontes de alimentação com o interruptor localizado no painel frontal.

Fazendo as Conexões dos Circuitos

Durante cada prática contida neste manual, será solicitado que você faça as conexões do circuito utilizando os cabos de 4mm. Quando você fizer (ou mudar) as conexões nos circuitos, é uma boa prática fazer isto com as fontes de alimentação desligadas (OFF). Você deve ligar as fontes de alimentação (ON) somente depois que tiver feito, e verificado, as conexões.

Lembre-se que as fontes de alimentação devem estar ligadas (ON) para que você possa fazer as observações e medições necessárias para cada exercício.

No final de cada exercício, você deve desligar as fontes de alimentação (OFF) **ANTES** de desmontar as conexões do circuito.

Sua Estação de Trabalho

Dependendo do ambiente de laboratório onde você estiver trabalhando, sua estação de trabalho por, ou não, ser gerenciada por computador. Isto vai mudar a maneira de utilizar este manual de experimentos.

Se você tiver quaisquer dúvidas sobre sua estação ser gerenciada por computador, você deve consultar seu instrutor.

Utilizando este Manual com uma Estação de Trabalho Gerenciada por Computador

Para utilizar este manual de experimentos em uma estação de trabalho gerenciada por computador, você vai precisar de um computador pessoal (PC), no qual tenha sido instalado o software de controle por computador de estação de trabalho do estudante.

Se você estiver trabalhando em um ambiente gerenciado por computador pela primeira vez, você deve primeiramente ler as instruções de operação que foram fornecidas com sua estação de trabalho gerenciada por computador. Estas instruções dizem a você como:

- Fazer o *Log On* no sistema de gerenciamento e requisitar trabalho.
- Responder questões em um ambiente gerenciado por computador.
- Entregar seu trabalho quando completado.
- Fazer o *Log off* no final da sua seção de trabalho.

Quando você ver o símbolo na margem esquerda deste manual de experimentos, você deve responder a questões utilizando sua estação de trabalho gerenciada por computador. Você também deve gravar suas respostas no seu livro de atividades, de maneira que possa revisá-las sempre que necessário.

O seguinte módulo de aula D3000 está disponível para uso com este manual de experimentos:

Módulo de Aula D3000 17.06

Utilizando este Manual em uma Estação de Trabalho que *não* é Gerenciada por Computador

Quando você ver o símbolo na margem esquerda deste manual de experimentos, você está sendo solicitado a responder uma questão. Se sua estação de trabalho *não* for gerenciada por computador, você deve gravar sua resposta no seu livro de atividades, de maneira que ele possa ser corrigido por seu instrutor.

Boa sorte nos seus Estudos.

Capítulo 1
Controle Analógico - Equipamentos

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Localizar os recursos analógicos dos Módulos: Motor DC, Potenciômetro de Entrada e Interface
- Conectar os módulos para exercícios envolvendo controle analógico
- Operar os controles de software para acionar o motor DC e observar seu comportamento

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual (*VCL Virtual Control Laboratory*)
- Chave de fenda para ajuste de potenciômetros (*Trim Tool*)

1.1 Introdução

Exercícios envolvendo práticas fazem parte do curso. As formas de onda mostradas no PC são utilizadas para ilustrar partes deste curso.

Um PC com o software de Laboratório Virtual de Controle (*Virtual Control Laboratory – VCL*) e a interface de Entrada/Saída do Laboratório de Controle (*CLIO – Control Laboratory Input/Output*) é utilizada para substituir vários instrumentos tradicionais, eliminando a necessidade de instrumentos separados, tais como: gerador de sinais, osciloscópio, multímetro ou controlador.

Neste primeiro capítulo, faremos uma revisão do motor DC que é utilizado como 'Planta' e iremos nos familiarizar com a placa de interface e a operação do software.

1.2 O Módulo Motor DC MS15

A 'Planta' é o Módulo Motor DC MS15 (Fig. 1.1). Esta á uma unidade extremamente versátil que provê uma variedade suficiente de instrumentação na placa para permitir que uma ampla gama de análise analógica e digital seja conduzida. Um esquemático do sistema é mostrado na Fig. 1.2.

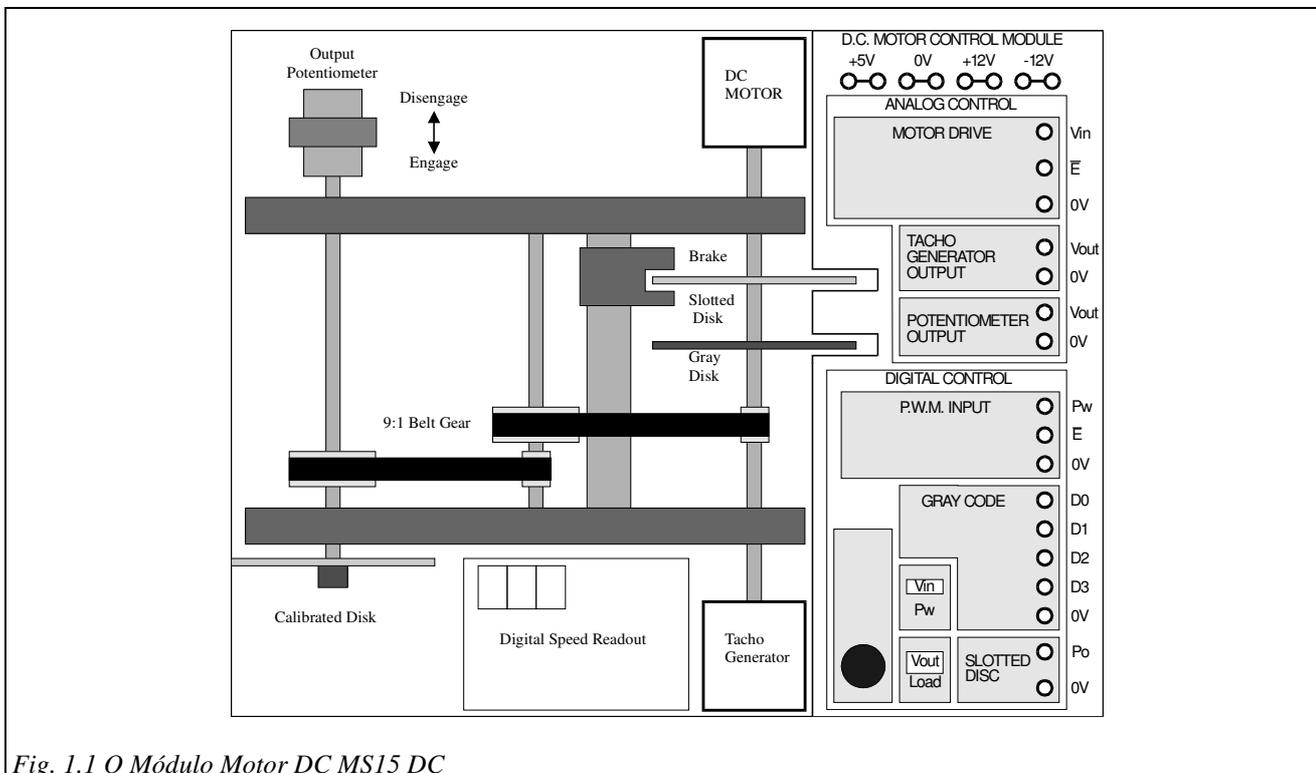



Fig. 1.1 O Módulo Motor DC MS15 DC

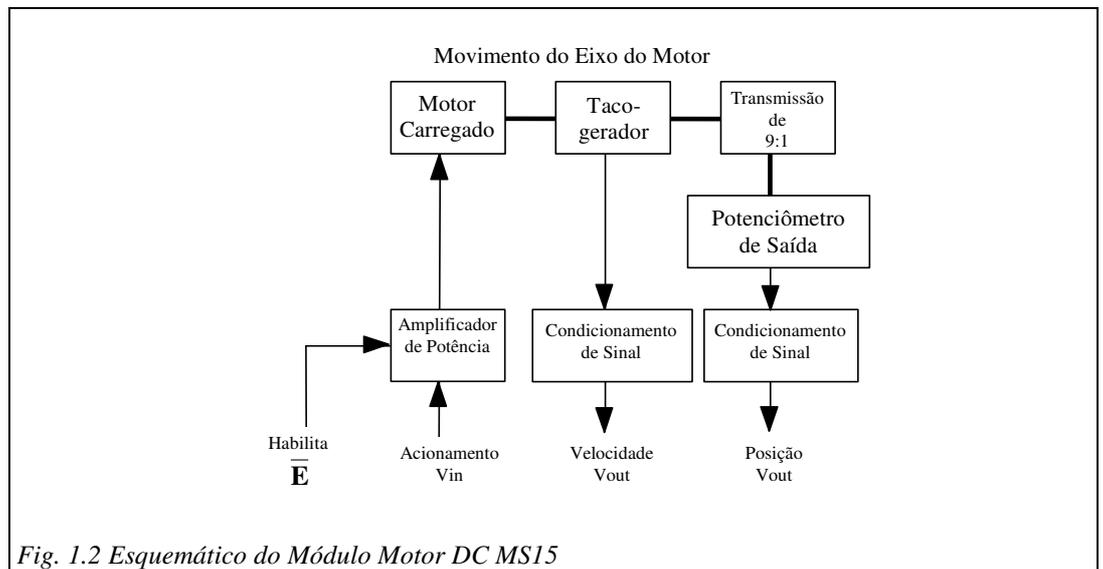



Fig. 1.2 Esquemático do Módulo Motor DC MS15

O Sistema Motor DC

Uma tensão constante aplicada no motor DC produz um torque constante que, com uma carga constante no motor, produz uma velocidade constante do motor. Esta tensão é a entrada da planta.

A velocidade do motor é medida por meio de um tacogerador montado no mesmo eixo que o motor. Um tacogerador e apenas outro motor conectado de uma maneira diferente e produz uma tensão proporcional á velocidade do motor. A tensão do tacogerador é utilizada como saída da planta em experimentos de controle de velocidade de motor.

O motor aciona um eixo de saída, via um mecanismo de transmissão de redução de velocidade de 9:1. Isto significa que o eixo de saída gira com 1/9 da velocidade do eixo do motor. A posição do eixo de saída pode ser visualizada no dial calibrado na frente da unidade. Uma tensão proporcional à posição do eixo de saída é produzida por um potenciômetro montado na traseira do eixo de saída. A tensão deste potenciômetro é utilizada em experimentos de controle de posição.

A Entrada da Planta

O motor de 12V requer mais corrente do que pode ser fornecida pelo sinal de acionamento. Portanto, o módulo MS15 contém um amplificador de potência que permite que o sinal de acionamento de baixa potência module a alimentação de alta potência para o motor. Um entrada de +5V irá produzir velocidade máxima na direção anti-horária.

O soquete de 4mm para esta entrada está na seção MOTOR DRIVE INPUT do módulo e está rotulada com $\mathbf{V_{IN}}$.

A entrada de acionamento analógica somente está disponível quando a linha "Não Habilitado – *Not Enable*" ($\overline{E}$) está aterrada e a chave MOTOR DRIVE (chave superior na base central da placa de circuito) está na posição $\mathbf{V_{IN}}$.

Saída de Velocidade

O tacogerador está conectado no eixo de saída e produz (após o condicionamento de sinal) uma tensão DC na faixa de ±5 volts, proporcional à velocidade de rotação do motor. Esta saída provê a realimentação primária de informação para aplicações de controle de velocidade em malha fechada, e executa um papel secundário em muitas aplicações de controle de posição. Uma tensão positiva é produzida com o eixo de saída girando em uma direção anti-horária.

O soquete de 4mm para esta saída fica na seção TACHOGENERATOR OUTPUT do módulo e é rotulada com $\mathbf{V_{OUT}}$.

Este sinal de saída de velocidade somente está disponível quando a chave TACHOGENERATOR (chave inferior na base central da placa de circuito) está na posição $\mathbf{V_{OUT}}$. Com a chave na posição **LOAD**, o tacogerador fica conectado a uma carga de resistor variável que pode ser utilizada para carregar o motor.

Saída de Posição

O eixo de saída contém um disco calibrado (graus) e é acoplado a um potenciômetro de precisão que, via um condicionamento de sinal apropriado, fornece uma tensão DC na faixa de ±5 volts, de acordo com a posição do eixo de saída. Esta saída do potenciômetro fornece a realimentação primária de informação para aplicações de controle de posição em malha fechada com cerca de 340° de rotação de saída. A tensão de saída é 0 quando o eixo está em 180°, positiva para ângulos acima deste e negativa para ângulos abaixo deste.

O soquete de 4mm para esta saída está na seção POTENTIOMETER OUTPUT do módulo e é rotulada com $\mathbf{V_{OUT}}$.

1.3 O Potenciômetro de Comando AS3

O Potenciômetro de Comando AS3 (Fig. 1.3) é utilizado para fornecer um sinal de entrada gerado manualmente. Ele é calibrado em graus para corresponder com o disco calibrado no eixo de saída do Módulo Motor DC MS15. A unidade gera uma saída nominal de ±5V.

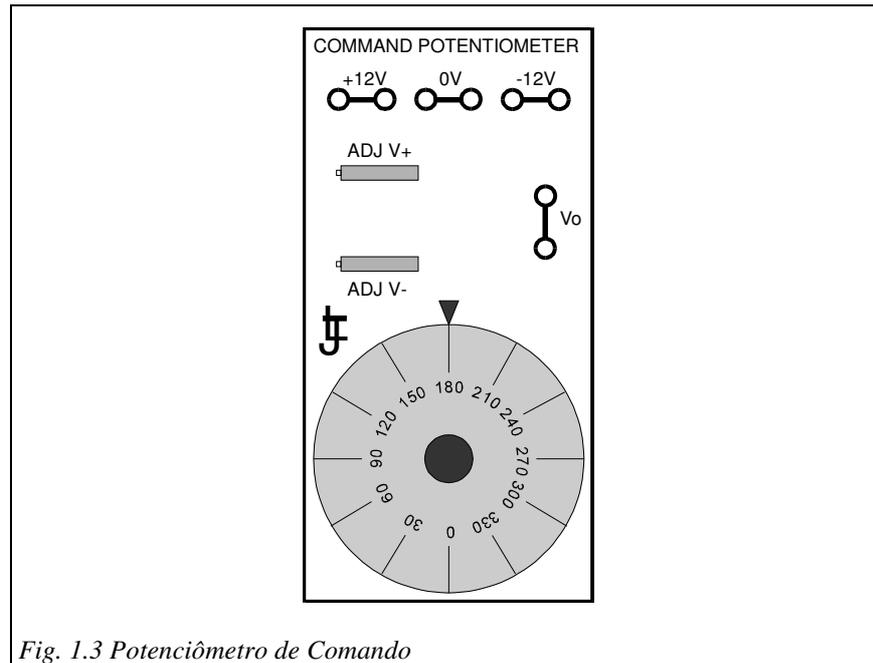



Fig. 1.3 Potenciômetro de Comando

1.4 Instrumentação Virtual

Instrumentação Virtual significa que um computador pessoal (PC) está sendo utilizado ao invés de vários instrumentos convencionais, tais como: Gerador de sinais, osciloscópio, multímetro e outros.

A Fig. 1.4 mostra um diagrama esquemático do Laboratório de Controle Virtual (*Virtual Control Laboratory – VCL*) utilizado neste curso.

Neste curso, estamos mais interessados no entendimento do desempenho de sistemas em malha fechada do que em como projetar/confeccionar um controlador. Para simplificar os experimentos, todos os controles estão na tela. Isto significa que o controle sempre está sendo implementado digitalmente mas, desde que a conversão para digital e a conversão de volta para analógico sejam executadas suficientemente rápido, o sistema pode representar um controlador analógico.

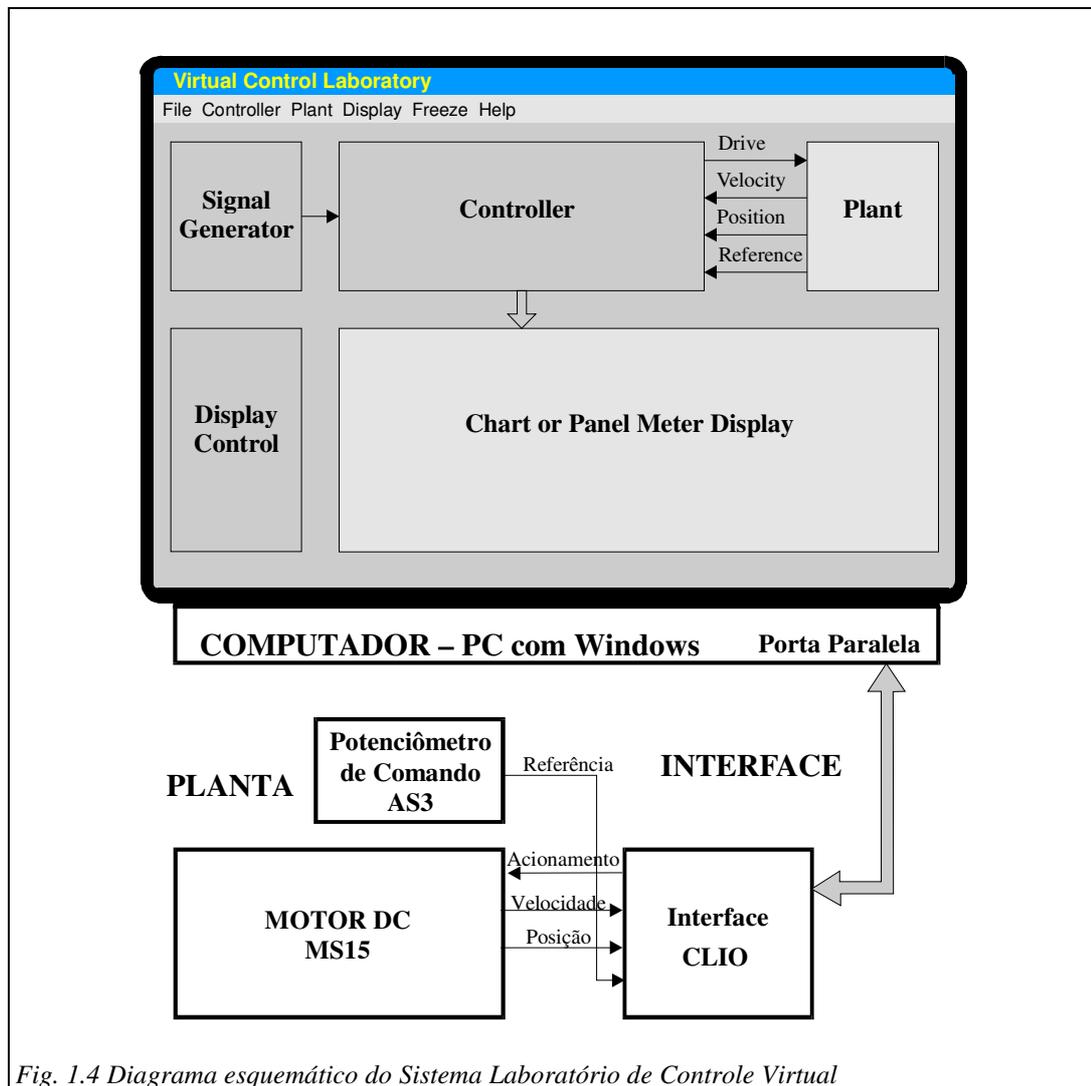



Fig. 1.4 Diagrama esquemático do Sistema Laboratório de Controle Virtual

O computador digital está conectado no Módulo Motor DC MS15 via interface CLIO. Esta contém um conversor Digital/Analógico (DAC) rápido que fornece um acionamento analógico contínuo no motor e uma conversor Analógico/Digital (ADC) de três entradas para converter as saídas analógicas do motor (tacogerador e potenciômetro) e do potenciômetro de comando para formato digital, para uso no computador.

1.5 O Módulo Interface CLIO

O Módulo Laboratório de Controle de Entrada/Saída (*Control Laboratory Input/Output – CLIO*) é a interface entre as tensões analógicas do sistema motor e os números digitais do sistema computador.

A Fig. 1.5 é um diagrama com o layout do módulo interface.

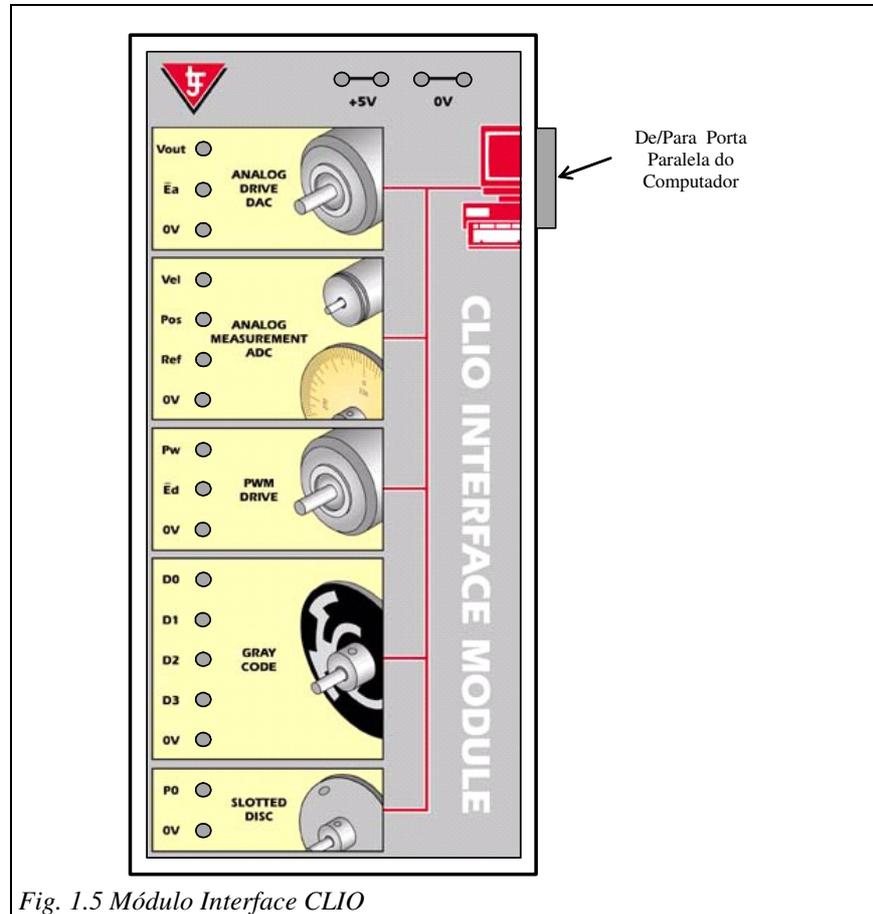



Fig. 1.5 Módulo Interface CLIO

As conexões de entrada/saída descritas abaixo devem ser identificadas na unidade real.

Acionamentos Analógicos – Entradas do Módulo Motor

Um sinal analógico é necessário para acionar o motor DC. O acionamento analógico fornece um sinal de ±5 volts. Este é obtido do PC via um DAC rápido.

O soquete de 4mm para esta saída está na seção ANALOG DRIVE e está rotulada com $\mathbf{V_{OUT}}$.

O acionamento do motor deve ser desabilitado quando o motor não estiver em uso. Isso pode ser controlado pelo computador. O sinal de desabilita aparece no soquete $\overline{E_a}$, que deve ser conectado ao soquete $\overline{E}$ da placa do motor. O soquete de 4mm para esta saída é a seção ANALOG DRIVE da interface CLIO e está marcada como $\overline{E_a}$.

Medições Analógicas – Saídas do Módulo do Motor

Para controlador o motor, é necessário saber o que o motor está fazendo. Isto requer medição. Três sinais (cada um de ±5 volts) podem ser medidos via medição analógica do ADC e transmitida para o PC. Os três sinais medidos são:

Posição

A posição do eixo de saída fornecida pela tensão de saída do Potenciômetro MS15 - Vout.

O soquete de 4mm para esta entrada está na seção ANALOG MEASUREMENT da interface CLIO e está rotulada com **Pos**.

Velocidade

A tensão correspondente à velocidade do eixo do motor, fornecida pela tensão de saída do tacogerador MS15, Vout.

O soquete de 4mm para esta entrada está na seção ANALOG MEASUREMENT da interface CLIO e está rotulada com **Vel**.

Entrada da Referência

A posição ou velocidade requerida (ou de referência), como provida pelo Potenciômetro de Comando $\mathbf{V_O}$.

O soquete de 4mm para esta entrada está na seção ANALOG MEASUREMENT da interface CLIO e está rotulada com **Ref**.

1.5a **O propósito do Potenciômetro MS15 é medir:**

[a] posição de saída. [b] velocidade de saída.

[c] torque de saída.

1.5b **O propósito do tacogerador MS15 é medir:**

[a] posição de saída. [b] velocidade de saída.

[c] torque de saída.

1.5c **O propósito do Potenciômetro de Comando AS3 é produzir uma entrada para:**

[a] controle de posição. [b] controle de velocidade.

[c] qualquer um, dependendo da aplicação.

 1.5d **A faixa de medição dos sinais de entrada do módulo CLIO é:**

[a] ±2V [b] ±5V [c] ±10V [d] ±15V

1.6 Operando o Sistema de Hardware

Engatando e desengatando o potenciômetro de saída

Para experimentos de posição, o potenciômetro de saída é necessário. O potenciômetro de saída está no eixo de saída na extremidade oposta ao dial calibrado. O potenciômetro de saída deve ser desengatado quando não for necessário, como em experimentos de controle de velocidade; o uso desnecessário irá desgastar a unidade. Pratique o engate e o desengate do potenciômetro de saída.

- Para desengatar o potenciômetro de saída, empurre o potenciômetro de saída para trás, contra o dial calibrado.

- Para engatar o potenciômetro de saída, alinhe o plano do eixo de saída com o plano do cubo do potenciômetro de saída, e então puxe o potenciômetro de saída na direção do dial calibrado. Ele deve mover-se cerca de 7 mm.

Deixe o potenciômetro na posição engatada.

Aplicando o freio

O freio de corrente parasita (corrente de foucault) é utilizado para aplicar uma carga no motor. Na posição vertical (posição 0), não existe ação de frenagem. Existem duas posições de frenagem marcadas 1 e 2. A posição 2 fornece uma frenagem mais intensa que a posição 1.

Ligando o sistema

Todos os experimentos na seção analógica deste curso são ligados fisicamente da mesma maneira. Configurações diferentes são obtidas utilizando caminhos de dados no computador. A Fig. 1.6 abaixo mostra a ligação entre o Módulo Motor DC MS15, o Módulo Interface CLIO e o Potenciômetro de Comando AS3.

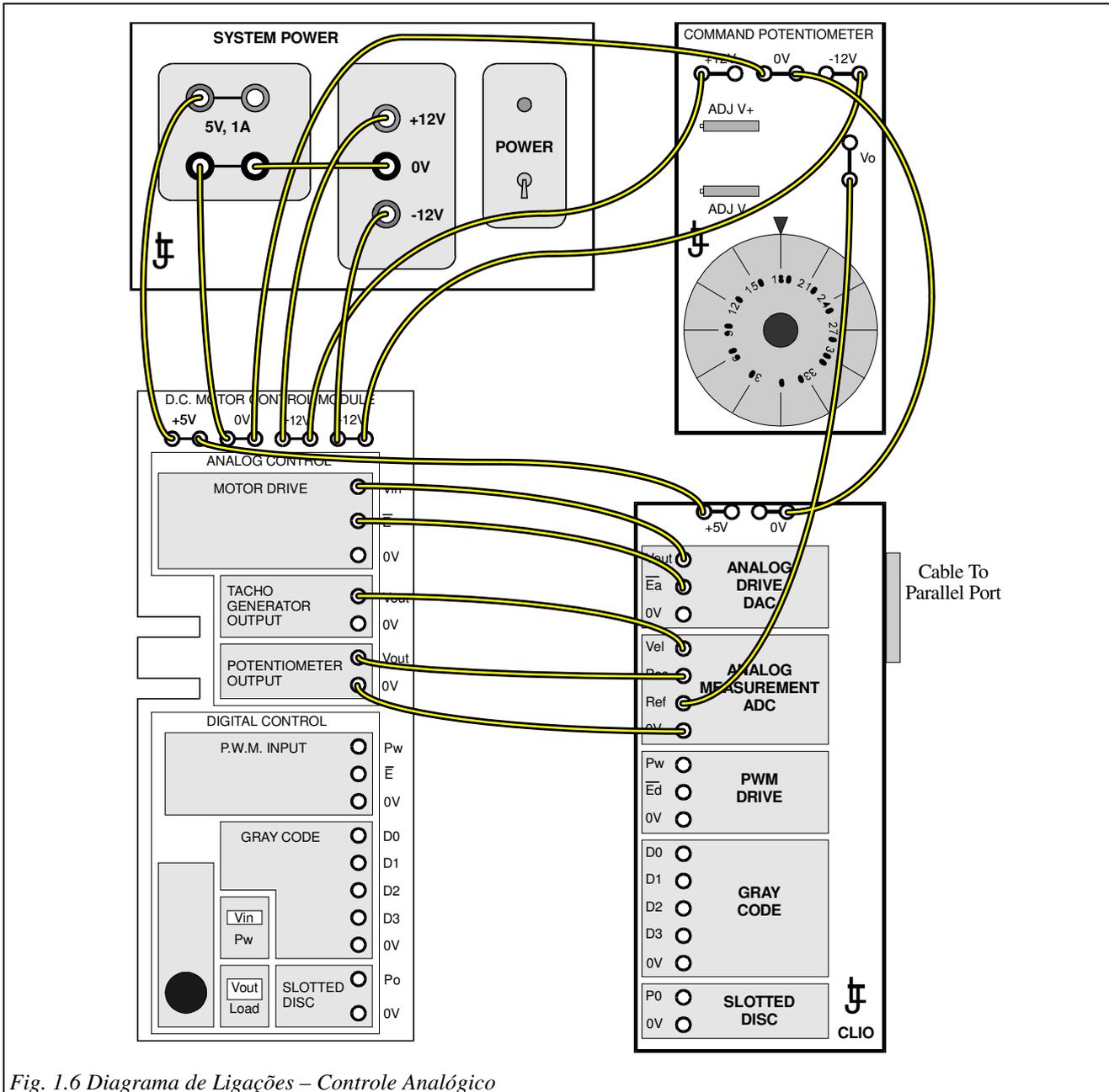



Fig. 1.6 Diagrama de Ligações – Controle Analógico

Estas conexões devem ser utilizadas, a menos que esteja explícito algo diferente. Se possível, o circuito deve ser deixado conectado entre experimentos. Se possível, o circuito deve ser deixado conectado entre os experimentos. Seja deixado conectado ou não, estas conexões devem ser verificadas no início de cada exercício. Ligue o sistema como mostra a Fig. 1.6 mas, por enquanto, deixe a chave da fonte de alimentação System Power 90 na posição OFF (desligado).

1.7 O Software Laboratório de Controle Virtual (Virtual Control Laboratory – VCL)

Muito da aprendizagem neste curso envolve a observação e o entendimento das respostas da planta, sob condições diferentes de operação. A maioria das observações e mudanças serão feitas utilizando o software VCL baseado em PC e o mouse.

Carregando o software
Inicie o software *Virtual Control Laboratory* dando um clique duplo no ícone VCL. Algum tempo agora será reservado introduzindo os elementos do pacote de software.

Carregando o setup (configuração) para o experimento corrente
Carregue a configuração inicial do Exercício 1 selecionando **File** na Barra de Menus e então **Load setup** a partir do menu drop down. A partir da caixa de diálogo de carregamento, selecione o arquivo **CA06PE01.ini** e clique no botão **Open**.

Nas instruções subseqüentes, esta seqüência de comandos será escrita como:

File | Load setup | CA06PE01 | Open ou apenas **Load setup | CA06PE01**.

Os elementos do sistema de controle no topo da tela do PC

O Gerador de Sinais
Este está na esquerda da tela. É utilizado para gerar uma variedade de sinais de entrada. Esta fonte é utilizada como referência quando *Internal* ou *Int+Ext* é selecionado como sinal de referência para o sistema de controle.

O Controlador
Este está na área superior-central da tela. O controlador está ajustado para **Open Loop**. Diferentes controladores podem ser selecionados via a opção **Controller** na Barra de Ferramentas.

A Planta

Esta está na direita da tela. Para esta seção do curso, **Plant** normalmente está ajustada para **MS15 Analog** indicando que se presume que o software está interfaceando a seção de controle analógico do Módulo de Controle do Motor DC MS15.

O Display

Este ocupa os dois terços inferiores da tela. Até 8 canais podem ser mostrados, normalmente em modo gráfico. Isto permite que as relações entre vários sinais sejam examinadas. Os canais são codificados por cores com o ponto de medição, número do canal e cor do traço sendo mostrados no diagrama do Controlador. Para acessar os controles de um canal específico, leve o ponteiro do mouse para um número de canal e clique na área de seleção de canal. Somente os canais que têm significado para o método de controle selecionado são mostrados.

Existem outras três opções de display selecionáveis via a opção **Display** na Barra de Ferramentas. Estas são :- Barras, Medidor e Lista. Selecione **Display | Meter** e você vai ver um display numérico dos sinais sendo medidos. Volte ao gráfico utilizando **Display | Graph**.

Ajustando os controles na tela (on-screen)

Todos os controles *on-screen* são ajustados com o clique do mouse.

Controles 'Flip'

Estes possuem uma barra de controle acima e abaixo da legenda ou número. Clicando na barra superior muda a legenda para a próxima na seqüência ou incrementa o dígito. Clicando na barra inferior muda a legenda para a anterior na seqüência ou decrementa o número. Tente fazer isto e observe – você não vai causar nenhum dano. Clique acima do Gerador de Sinais, *Signal*, **Step** e verifique que a legenda muda para **Random**. Clique abaixo de **Random** e observe a legenda retornar para **Step**. Observe que a área de clique se estende para cima ou para baixo do centro da legenda. Agora clique acima e abaixo dos números de *nível* do Gerador de Sinais. Quando você estiver certo de como isto funciona, retorne este valor para 0%.

Controles 'Select'

Estes se parecem com botões. Clique na opção desejada. Para praticar, ponha o ponteiro sobre e clique em 2 na área de Seleção de Canal e observe a escala mudar para mostrar a escala no canal 2. Os controles *ON/OFF*, *Magnify* e *Shift* para o canal 2 agora estão disponíveis. Altere estes para verificar seus efeitos. Retorne estes para *Magnify = 1*, *Shift = 0.*

1.8 Conhecendo o Equipamento

Trabalhando com o Software VCL e o Módulo de Controle de Motor MS15

Ligue o sistema com os cabos ou verifique a fiação de acordo com a Fig. 1.6.

Neste exercício, você irá entrar em contato com o hardware do MS15 e com o software VCL.

Se você não tiver o software carregado, inicie o mesmo clicando no ícone VCL na tela. Carregue a configuração inicial para este experimento selecionando:

File | Load setup | CA06PE01 | Open
A tabela abaixo é o sumário da configuração necessária para este experimento. Os valores mostrados foram ajustados ao se carregar o arquivo de configuração CA06PE01. Algum valor pode ser mudado ao acessar o menu apropriado na barra de menus ou clicando nos controles da tela. Os itens nas duas últimas linhas são ajustes de bancada e devem ser ajustados manualmente.

Arquivo CA06PE01	**Controlador** Malha Aberta (Open-loop)	**Planta** MS15 Analógico	**Display** Gráfico
Gerador de Sinais		**Gráfico**	
Sinal	Nível DC	1 Entrada ON	
Nível	50%	2 Posição ON	
Offset	0%		
Taxa	10 msec	4 Velocidade ON	
Referência	Externa		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Engatado (Engage)
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

Este formato de tabela será utilizando neste manual para indicar as configurações iniciais de um experimento e para mudanças que precisam ser feitas em configurações existentes.

Ajuste o potenciômetro de comando para 180° e ligue a alimentação do Módulo. Nenhum fato significativo deve ocorrer. Habilite o motor clicando na caixa *Disable*.

Mudando a velocidade utilizando o Potenciômetro de Comando

Gire o Potenciômetro de Comando para 360°. O motor vai começara a girar no sentido anti-horário. Na tela, você vai observar os traços se moverem.

- **Canal 1 (Channel 1)/Azul Escuro/Entrada** segue o movimento do potenciômetro de comando. Com o ângulo acima de 180°, a tensão de acionamento é positiva e o eixo gira no sentido anti-horário.

- **Canal 2 (Channel 2)/Azul/Posição** mostra a posição do eixo de saída. À medida que a posição do eixo de saída mover-se em direção aos 360° do dial calibrado, o traço se move para cima na tela, na direção de +5V. Próximo do topo, o potenciômetro de saída alcança o fim de sua escala e salta para a base da tela pois capta a tensão negativa equivalente a 0° (aproximadamente -5V).

- **Canal 4 (Channel 4)/Púrpura/Velocidade** segue a entrada de comando à medida que esta é alterada, mas com atraso. Esta é a medição da velocidade de rotação do tacogerador. Pode ser visto que este sinal tende a não mostrar uma velocidade constante mesmo quando o potenciômetro de comando não está sendo movido. Esta é uma característica dos tacogeradores mecânicos.

Varie a posição do potenciômetro de comando e observe como os traços mudam. À medida que a posição de comando fica abaixo de 180°, o motor gira na direção oposta e a posição de saída decresce em forma de rampa antes de apresentar um sobresinal.

Para o motor ajustando o potenciômetro de comando para 180°.

Mudando a velocidade utilizando o Gerador de Sinais

Na área **Controller**, ajuste *Reference* para **Internal** clicando sobre a barra abaixo de **External**. Isto seleciona o gerador de sinais interno como sinal de entrada de referência. Selecione *Signal* **DC Level** e aumente o *Offset* para 50%. Isto tem o mesmo efeito sobre a velocidade do motor (e o display) que aumentar o ângulo do Potenciômetro de Comando. Torne o *Offset* negativo e observe que o motor gira na direção oposta. Retorne o *Offset* para +50%.

Aplicando o Freio

O freio de correntes de foucault está posicionado na dianteira do motor DC. O freio pode ser variado em três posições:- 0 = Off (desligado), 1 = Half (metade da intensidade plena de frenagem) e 2 = Full (intensidade plena de frenagem). Ajuste o freio em cada uma das posições e observe o efeito da ação de frenagem sobre a velocidade de rotação do motor.

Calibrando o Potenciômetro de Comando

Para uma operação correta, o potenciômetro de comando e o potenciômetro de saída devem gerar a mesma tensão quando estiverem na mesma posição angular. Pode ser necessário ajustar os trimpots no potenciômetro de comando para garantir que as tensões são as mesmas.

- Selecione **Display | Meter**
- Ajuste *Reference* para **External**. Isto seleciona o potenciômetro de comando como entrada do sistema.
- Desabilite o acionamento do motor clicando em *Enable* na área do controlador.
- Ajuste manualmente ambos os dials dos potenciômetros para 300°. Utilizando a chave apropriada, ajuste ADJ V+ no Potenciômetro de comando até que a tensão de entrada (canal 1) fique igual à tensão de posição (canal 2).
- Ajuste ambos os dials dos potenciômetros para 20°. Ajuste ADJ V- no Potenciômetro de Comando até que a tensão de entrada seja igual à tensão de posição.

Se um ajuste maior tiver sido feito, os últimos dois passos devem ser repetidos para garantir a calibração correta. É difícil repetir os ajustes precisos, em graus, nos dials, portanto, não desperdice tempo repetindo estes passos mais que uma vez.

Relação entre graus e volts

Todas as medições são feitas em volts, então, precisamos saber a relação entre a tensão de posição medida e a posição em graus.

Gire o potenciômetro de comando até que a tensão de entrada medida no canal 1 seja de 0V. Observe os graus na coluna 1 da Tabela 1.1 do seu Livro de Atividades do Aluno.

Gire o potenciômetro até que a saída mostre 1V. Entre com este valor na coluna 2.

Calcule K_d subtraindo Graus em 0V de Graus em 1V.

Offset – Graus em 0V	Graus em 1V	Ganho K_d - graus/volt

Tabela 1.1 Calibração do Potenciômetro

A relação entre graus e tensão é de:

Graus = K_d x V_{pos} + Offset de Grau = [x Vout +]

Finalizando o procedimento com o equipamento

Se não for continuar imediatamente com o Capítulo 2, desligue o equipamento (Power OFF), saia do software e desmonte as ligações se o supervisor do laboratório solicitar.

1.8a **Em controle de velocidade, com entrada Externa, o motor está estacionário quando o potenciômetro de comando está em:**

a 0° b 90° c 180° d 270°

1.8b **Girando o potenciômetro de comando em direção a 360°, o motor gira:**

a no sentido horário. b no sentido anti-horário.

1.8c **Ao ajustar o Offset do Gerador de Sinais para valores positivos, o motor gira:**

a no sentido horário. b no sentido anti-horário.

1.8d **Ao ajustar o freio para a posição 2, o motor:**

a aumenta a velocidade. b diminui a velocidade.

c permanece na mesma velocidade.

Avaliação dos Alunos 1

1. Para uma tensão de entrada constante, o motor DC no MS15 produz:

- [a] velocidade constante.
- [b] uma posição fixa.
- [c] aceleração constante.

2. O Potenciômetro de Comando provê:

- [a] uma medida da velocidade do motor.
- [b] uma medida da posição do motor.
- [c] a entrada de referência externa do controlador.
- [d] o ajuste para a posição do motor.

3. O DAC na interface CLIO converte:

- [a] números digitais do computador em tensões analógicas para acionamento do motor.
- [b] tensões analógicas do MS15 para números digitais do computador.
- [c] sinais digitais no MS15 para números digitais no computador.
- [d] sinais digitais no MS15 para sinais analógicos no computador.

4. O ADC na interface CLIO converte:

- [a] números digitais do computador em tensões analógicas para acionamento do motor.
- [b] tensões analógicas do MS15 para números digitais do computador.
- [c] sinais digitais no MS15 para números digitais no computador.
- [d] sinais digitais no MS15 para sinais analógicos no computador.

5. O Software 'Virtual Control Laboratory' provê:

- [a] display gráfico de sinais no Motor DC e controlador.
- [b] um gerador de sinais para prover o sinal de referência.
- [c] vários tipos de ação do controlador.
- [d] todos os itens acima.

Capítulo 2
Introdução aos Sistemas de Controle

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Delinear os objetivos do controle
- Indicar o espectro de aplicações dos sistemas de controle
- Descrever o que significa Modelo da Planta - 'Plant Model'

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual (*VCL Virtual Control Laboratory*)

2.1 O Objetivo da Engenharia de Controle

Os sistemas de controle estão disseminados em nosso ambiente, embora nem sempre eles sejam óbvios. Na cozinha, existem sistemas de controle na máquina de lavar (temperatura da água, nível da água, velocidade do cesto, velocidade de rotação), na geladeira (temperaturas de congelamento e refrigeração), na temperatura do forno, etc. Em outras partes da casa, podem existir três malhas de controle em um sistema de aquecimento central, velocidade da fita e do cabeçote em um videocassete, velocidade do disco e da leitora em CD-ROMs, drives de disco rígido e de disquetes em um computador. Também pode haver vários sistemas de controle puramente eletrônicos em rádios, televisões e sistemas de som. Temos também sistemas de controle em carros, navios, aviões... .

Os objetivos da engenharia de controle serão demonstrados por alguns exemplos utilizando o motor DC como um sistema de controle de velocidade – o tipo de sistema utilizado para controlar a velocidade da fita e do cabeçote em um gravador de vídeo (videocassete).

Faça as conexões no sistema como mostra a Fig. 1.6 do Capítulo 1.

Com o motor desligado ou desabilitado, desengate o Potenciômetro de Saída MS15 do eixo de saída para reduzir o desgaste.

Inicie o software VCL e proceda: **Load setup | CA06PE02**. Isto configura o sistema como:

Arquivo CA06PE02	**Controlador** Malha Aberta (Open-loop)	**Planta** MS15 Analógico	**Display** Gráfico
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	DC-Level	1 Entrada ON	
Nível	50%	2 Posição OFF	
Offset	0%		
Taxa	10 msec	4 Velocidade ON	
Referência	Interna		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

A entrada de referência é ajustada como Interna (*Internal*) que utiliza o gerador de sinais interno para acionar o sistema.

Ligue o equipamento e habilite o motor. Não deve acontecer nada.

O Controlador é ajustado para **Malha Aberta (Open-loop)**. Isto significa que não existe controle por realimentação.

Obtendo a saída desejada

Desejamos que o motor gire com metade da velocidade. Para isto, a saída do tacogerador deveria ser de 2.5V (50% do valor de escala pleno, 5V). Qual é a tensão de entrada necessária então? Descubra, confeccionando uma tabela relacionando entrada/saída. Meça a tensão de entrada (canal 1) e a tensão de saída do tacogerador (canal 4) em toda a faixa de valores de *Offset* mostrados na Tabela 2.1 e entre com os valores no seu Livro de Atividades do Aluno.

Offset %	Tensão de Entrada	Tensão de Saída do Tacogerador
0		
10		
20		
30		
40		
50		
60		
70		
80		
90		
100		

Tabela 2.1 Relação entre tensão de acionamento (entrada) e saída de velocidade

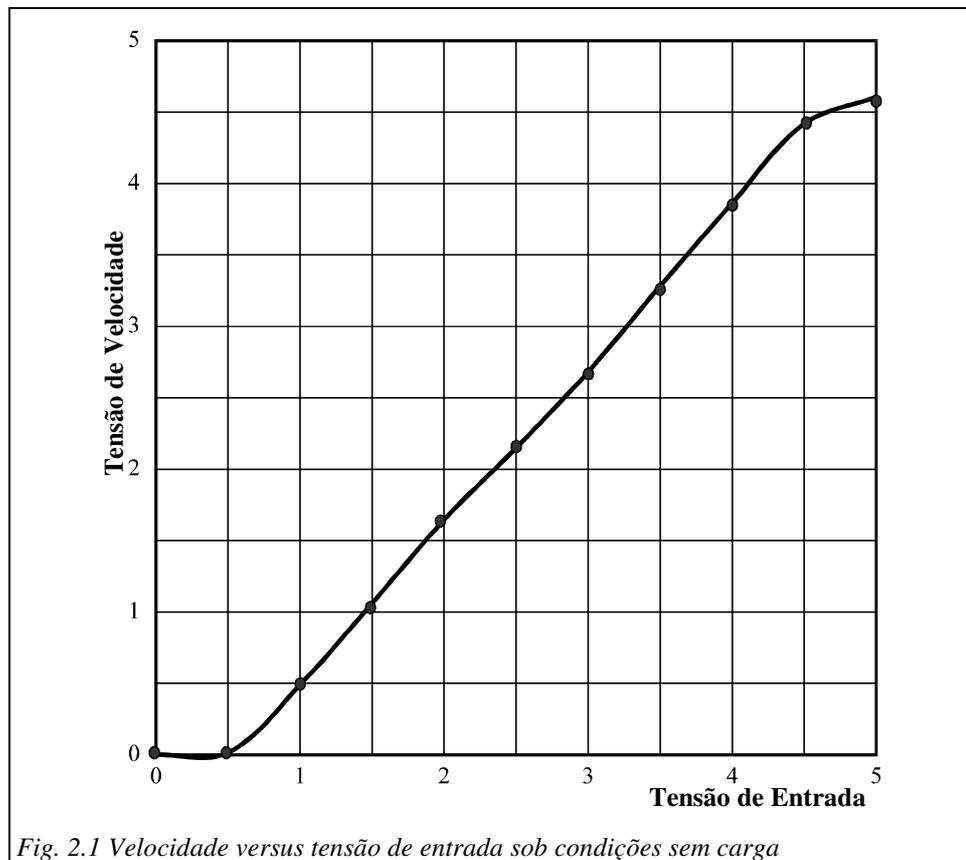
Desabilite o motor e então trace seus resultados no gráfico da Fig. 2.1 do seu Livro de Atividade. Você obterá um gráfico semelhante ao da Fig. 2.1.

Pode-se observar que não existe uma relação linear entre tensão de entrada e velocidade. Para que o motor gire com metade da velocidade, a entrada deve ser ajustada para, aproximadamente, 56% do valor pleno de escala.

Em malha aberta, não há garantias de que a velocidade real irá atingir a velocidade desejada.

Muitos sistemas operam em malha aberta, mas isto não proporciona um controle apropriado.

O primeiro objetivo de um sistema de controle é que a saída controlada atinja o valor estipulado para ela.

Fig. 2.1 Velocidade versus tensão de entrada sob condições sem carga

Reagindo a Mudanças de Carga

Habilite o motor e ajuste o *Offset* em 50%. O freio está desligado, então esta é a condição sem carga. Anote a tensão do tacogerador na Tabela 2.2 do seu Livro de Atividades.
Agora mova o freio de correntes de foucault para a posição 1. Você vai observar na tela e no motor que a velocidade diminui assim que o motor é carregado. Esta é a condição de 50% de carga. Novamente, anote a velocidade do tacogerador na Tabela 2.2.
Repita o procedimento para condições de plena carga com o freio na posição 2. A seguir, desabilite o motor.

Carregamento	Tensão do Taco
Sem carga	
Meia carga	
Carga plena	

Tabela 2.2 Mudança de velocidade com a carga

Não somente existe uma relação não-linear entre tensão de entrada e velocidade, mas a velocidade irá se alterar dependendo da carga.

Se o objetivo do controle é manter uma velocidade constante sob condições de carga variante, então não podemos utilizar controle em malha aberta. Um videocassete opera sob condições de carga variante, pois a fita é transferida de um rolo para outro. Assim, um controle em malha aberta não pode ser utilizado para controlar um sistema sujeito a mudanças de carga.

O segundo objetivo de um sistema de controle é que ele mantenha sua saída sob condições de mudança de carga.

Minimizando Transientes

O terceiro problema com um sistema dinâmico é o tempo que ele leva para chegar o valor desejado a partir da posição de repouso. Todos nós conhecemos a comparação entre carros baseada no tempo que leva para ir de 0 a 100 km/h.

Coloque o freio na posição 0, ajuste o *Offset* em 0% e *Signal* para **Step**. Ajuste *Level* até que a velocidade de saída atinja 50% (2.5V) no final do período do degrau (step).

Você está solicitando ao motor que este reverta e verificando quanto tempo leva para que a velocidade atinja seu novo valor. Meça o intervalo de tempo desde quando a entrada muda até a saída atingir 2V. Os controles de expansão do tempo podem ajudá-lo nesta medição.

Intervalo de tempo do transitório até 2.5V, em Malha Aberta e sem carga =	segs.

Devido à inércia do motor e outros fatores, leva algum tempo para que o motor reaja a uma mudança na demanda. O tempo que ele leva para acompanhar uma mudança é chamado de Transitório.

O terceiro objetivo de um sistema de controle é reduzir o transitório para um intervalo tão curto quanto for possível.

Cumprindo os objetivos com uso da realimentação

Atingindo o nível necessário

A partir da Barra de Ferramentas, selecione **Controller | PID**. Você pode observar as mudanças ocorridas. A saída de velocidade agora está sendo realimentada e comparada com a entrada. Este é um **Sistema de Controle Realimentado** ou **Controle em Malha Fechada**. Não se preocupe com os detalhes do controlador – iremos retornar a este mais tarde.

Após o período transitório, a velocidade e as tensões de entrada são as mesmas. Você pode verificar que o traço referente à velocidade (púrpura), agora alcança o traço de entrada (azul escuro). O primeiro objetivo foi cumprido – o valor controlado alcança o valor em regime requerido.

Aumentando a velocidade do sistema

Ajuste *Level* em 50%.

Agora meça o intervalo de tempo de transitório (ou simplesmente, transitório). Entre com o valor medido no seu livro de atividades e compara este valor de transitório de malha fechada com o valor obtido em malha aberta.

Transitório em Malha Aberta, sem carga =	
Transitório em Malha Fechada, sem carga =	

O uso da realimentação cumpriu o terceiro objetivo – reduzir o intervalo de tempo de transitório a quaisquer mudanças.

Reagindo a mudanças de carga

Ajuste *Signal* para **DC Level** e *Offset* para 50%.

Examine novamente o efeito de mudar a carga por meio da aplicação do freio. À medida que a carga aumenta, há uma pequena diminuição na velocidade, e a seguir esta recupera o nível desejado. Quando a carga é removida, o motor aumenta a velocidade e, novamente, recupera o nível desejado. O segundo objetivo foi cumprido – o valor controlado mantém seu valor de regime apesar das mudanças de carga.

Desabilite o motor.

Você pôde observar que o controle realimentado funciona. Eventualmente, você entenderá como ele funciona, mas antes que possa fazer isto, deve aprender a como descrever o comportamento da planta que você está tentando controlar.

2.1a **A relação entre a tensão de entrada e a saída (velocidade de rotação) é:**

[a] linear. [b] não-linear.

2.1b **Em um sistema de controle real, quando a entrada é alterada, a saída deve:**

[a] alcançar a saída desejada imediatamente.

[b] alcançar a saída desejada com o menor intervalo de tempo possível.

[c] nunca alcançar a saída desejada.

2.1c **Em um sistema de controle real, quando a carga é alterada, a saída deve:**

[a] não deve mudar.

[b] retornar para seu valor anterior em regime após um pequeno intervalo de tempo transitório.

[c] retornar jamais para seu valor anterior em regime.

2.1d **O uso de controle realimentado em um sistema:**

[a] aumenta o tempo de transitório.

[b] não altera o tempo de transitório.

[c] reduz o tempo de transitório.

2.1e **Qual destes equipamentos domésticos geralmente não contém um sistema de controle em malha fechada:**

[a] máquina de lavar. [b] forno.

[c] geladeira. [d] torradeira.

2.2 Modelo da Planta

Existem muitas entidades diferentes descritas pela palavra 'sistema'. Neste manual, a palavra 'Planta' é utilizada para descrever a unidade a ser controlada. A palavra 'sistema' será reservada para a unidade completa – Planta e Controlador juntos.

Todos os sistemas lineares seguem as mesmas regras

Nas ilustrações acima, você observou que o motor foi caracterizado por meio da sua resposta a um degrau (step) – **a Resposta Transitória** – e como ele se comportou após o período transitório ter se extinguido – **a Resposta em Regime Permanente**.

O transitório foi da velocidade do motor em resposta a uma mudança na tensão de acionamento. Se você aplicasse o mesmo sinal degrau a uma rede resistor/capacitor, como mostra a Fig. 2.2, você obteria curvas similares.

Você também obtém curvas similares se você medir a temperatura após ter ligado um forno ou o aquecimento de sua casa. O nível de água em uma cisterna após esta ter sido enchida também segue esta curva.

Estes são exemplos da engenharia mecânica, engenharia elétrica, termodinâmica e hidráulica. Todos os sistemas dinâmicos lineares obedecem às mesmas regras. Embora o motor DC seja utilizado como exemplo, as técnicas ensinadas possuem aplicações em muitas outras disciplinas, tais como sistemas financeiros, sistemas de gerenciamento, sistemas de aprendizagem e quaisquer sistemas dinâmicos que possam ser descritos pelas mesmas equações diferenciais que descrevem os sistemas de engenharia.

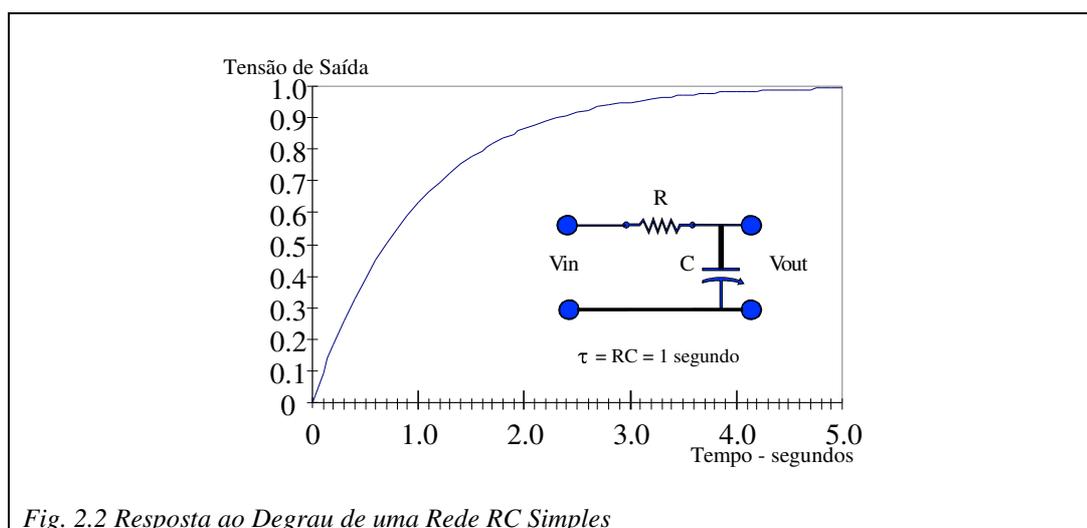



Fig. 2.2 Resposta ao Degrau de uma Rede RC Simples

Caracterizando um sistema por sua resposta no tempo

Muitos sistemas são sujeitos a uma mudança em degrau quando solicitados. O controle da posição do cabeçote do disco rígido no PC que você está utilizando é um exemplo. Para estes sistemas, a resposta no tempo é importante.

Existem outros sistemas onde a entrada requerida é uma rampa, não um degrau. Exemplos destes sistemas são Antenas de Rastreamento de Satélites e sistemas de Varredura de Radar. Aqui estamos interessados em como o sistema rastreia o movimento constante da entrada no tempo.

Para as entradas Degrau e Rampa, o engenheiro de controle trabalha com o Modelo no Tempo do sistema, que mostra como o sistema se comporta no tempo após o sinal de entrada ter sido aplicado.

Caracterizando um sistema por sua resposta em freqüência

Existem outros sistemas no quais a entrada requerida é muito mais complexa. Considere a situação onde um tanque de guerra esteja tentando destruir um alvo enquanto se move em alta velocidade sobre terreno acidentado. O cano do canhão deve permanecer em uma posição espacial fixa. A entrada requerida neste caso é um sinal variante no tempo, sem padrão algum associado a ele – um sinal aleatório. O sinal real não pode ser especificado, mas a faixa de freqüência do sinal pode ser determinada e o sistema projetado para lidar com esta faixa de freqüências.

Para sinais Aleatórios ou periódicos complexos, o engenheiro de controle trabalho com o Modelo em Freqüência do sistema, que mostra como o sistema se comporta na freqüência a entradas em forma de onda senoidais de freqüências diferentes.

Desenvolvendo o modelo da planta

Um engenheiro de controle precisa saber como determinar tanto o Modelo no Tempo quando o Modelo em Freqüência dos sistemas, e como projetar controladores utilizando estes modelos.

O ponto de início, geralmente, é investigar o comportamento da planta básica e, com base nos resultados, adicionar algum controlador para melhorar o desempenho de maneira satisfatória.

Alguns dispositivos transdutores e de condicionamento de sinal têm de ser adicionados para monitorar eventos e produzir sinais apropriados para manipulação. Estes não podem ser 'perfeitos' e devemos sempre tentar minimizar os erros que são introduzidos pelos nossos dispositivos de instrumentação, mas geralmente a dinâmica dos equipamentos de monitoração é desprezível quando comparada ao sistema como um todo.

Somente certo nível de desempenho pode ser obtido. Existem limites na corrente que as fontes de alimentação podem fornecer, no torque que os motores podem gerar, e assim por diante.

A representação matemática do sistema somente vai permitir que tais efeitos sejam incluídos se eles forem levados em conta durante a análise e, em todo caso, envolva certo grau de compromisso. Durante o curso, veremos exemplos onde o comportamento real do sistema não concorda com o previsto devido a tais efeitos. Inicialmente, tal comportamento 'não-linear' será ignorado e somente o **Modelo Linear de Pequenos Sinais** será considerado.

O Modelo Linear de Pequenos Sinais é a descrição do comportamento do sistema quando pequenas mudanças são feitas que não conduzam o sistema para regiões de operação não-lineares.

O modelo da planta é desenvolvido de duas maneiras – analiticamente ou experimentalmente.

A abordagem analítica analisa a planta e, a partir desta, desenvolve um modelo matemático. Para o motor DC, poderíamos calcular a inércia da todas as partes girantes, avaliar a fricção viscosa dos mancais, calcular a relação corrente/torque, determinar a indutância e a resistência das bobinas de campo, e a partir de tudo isto, desenvolver um modelo.

A abordagem experimental trata a planta como uma 'Caixa Preta', como se ela tivesse entradas e saídas mas nada é conhecido, ou precisa ser conhecido, do que realmente acontece lá dentro. Todo o nosso conhecimento da planta é obtido por meio de variação das entradas e observação das saídas resultantes.

Neste curso, a abordagem experimental é enfatizada, mas qualquer conhecimento que tivermos da planta é utilizado a nosso favor.

Um Modelo de Planta é uma descrição de como um sistema se comporta. Ele é especificado em termos que permitem a determinação do desempenho em regime permanente e do transitório da planta. Isto permite que um engenheiro de controle formule um esquema de controle que resultará em um desempenho satisfatório do sistema como um todo.

2.2a **Um modelo de sistema dinâmico linear se aplica:**

[a] somente a sistemas elétricos.

[b] somente a sistemas mecânicos.

[c] a qualquer sistema dinâmico linear.

2.2b **Todos os sistemas dinâmicos lineares obedecem às mesmas regras. Isto quer dizer que um engenheiro de controle:**

[a] deve conhecer os detalhes de vários tipos de sistemas.

[b] somente precisa saber como um sistema se comporta, não como ele funciona.

[c] não precisa saber nada sobre a planta a ser controlada.

[d] precisa saber como o sistema se comporta, mas ajuda saber como ele funciona.

2.2c **O modelo linear de pequenos sinais é válido:**

[a] em todas as condições.

[b] somente para pequenas variações.

[c] para grandes variações.

2.2d **Se você quisesse determinar a resposta transitória de uma planta, você utilizaria:**

[a] o modelo no tempo.

[b] o modelo em freqüência.

2.2e **Se você quisesse determinar a resposta aleatória de uma planta, você utilizaria:**

[a] o modelo no tempo.

[b] o modelo em freqüência.

Avaliação dos Alunos 2

1. Qual das seguintes não é um objetivo de um sistema de controle:

- a a saída deve atingir seu valor requerido.
- b a saída deve reagir a mudanças na entrada em um intervalo de tempo mínimo.
- c a saída deve recuperar seu valor em regime se a carga mudar.
- d a saída deve permanecer constante apesar das mudanças de carga.

2. A teoria de controle é aplicável a:

- a sistemas de engenharia.
- b sistemas financeiros.
- c sistemas de gerenciamento.
- d todas as alternativas acima e qualquer sistema representado pó equações diferenciais lineares.

3. Qual das seguintes não é necessária no modelo da planta para fins de controle:

- a o comportamento transitório.
- b o comportamento em regime permanente.
- c os detalhes da operação da planta.
- d consumo de energia da planta.

Capítulo 3
Resposta no Tempo

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Medir os parâmetros de uma planta utilizando testes com degrau
- Descrever as características de um atraso de primeira ordem
- Especificar o modelo no tempo do Motor DC

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação "System Power 90" (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual (*VCL Virtual Control Laboratory*)

3.1 Resposta ao Degrau

Desejamos determinar um modelo que descreve o comportamento da planta no tempo utilizando a abordagem ‘Caixa Preta’. Para fazer isto, você solicitará ao motor que mude de velocidade e irá inferir a relação entre tensão de entrada e velocidade de saída a partir da maneira que o motor responde. Você medirá a **Resposta ao Degrau** do motor.

A Fig. 3.1 mostra o diagrama de blocos do motor com as partes utilizadas para um sistema de controle de velocidade incluída dentro da região sombreada.

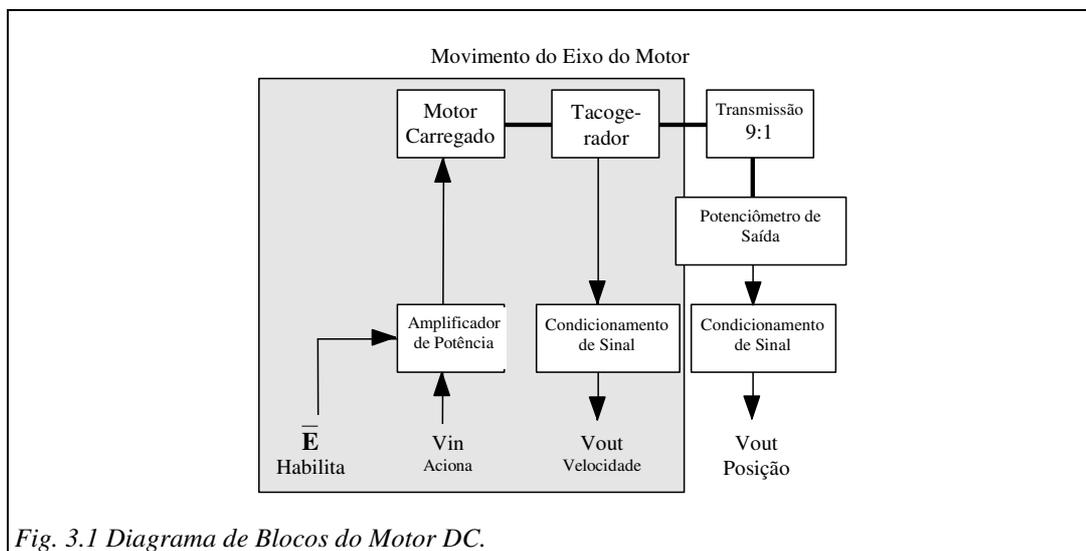



Fig. 3.1 Diagrama de Blocos do Motor DC.

Comportamento da Planta no Tempo

O sistema deve ser conectado com as conexões padrão do sistema, como mostra a Fig. 1.6 do Capítulo 1.

Inicie o software VCL e proceda: **Load setup | CA06PE03**.

Arquivo	**Controlador**	**Planta**	**Display**
CA06PE03	Malha Aberta (Open-loop)	MS15 Analógico	Gráfico
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	Degrau (Step)	1 Entrada	ON
Nível	60%	2 Posição	OFF
Offset	0%		
Taxa	20 msec	4 Velocidade	ON
Referência	Interna (Internal)		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

Desengate o potenciômetro de saída e então alimente o motor e habilite-o (**Enable**).

O traço de saída de velocidade (púrpura) no PC mostra o que é chamado de Resposta ao Degrau (o que acontece quando existe uma mudança em degrau na entrada).

Existem duas partes de qualquer resposta no tempo da saída quando existe uma mudança na entrada:

- Um período **Transitório** (**Transient**) que ocorre imediatamente após a mudança na entrada e durante o qual o sistema parece ser dominado por algo que não é a entrada.

- Uma condição de **Regime Permanente** (**Steady State**) que é alcançada após o transitório ter se extinguido. O sistema parece ter se estabilizado perante a influência da entrada.

A situação transitória é produzida por elementos dentro da planta que não podem responder instantaneamente. Tanto a massa em um sistema mecânico quanto a capacitância em um sistema elétrico armazenam energia, de maneira que leva certo tempo mudar a velocidade de uma massa ou a tensão de um capacitor.

No motor DC, é a massa da armadura do motor e todos os discos e dials conectados no eixo do motor que requerem energia para serem movidos ou imobilizados. Na verdade, é a inércia destes elementos, não a massa, pois estamos lidando com corpos girantes.

O traço púrpura é a Resposta ao Degrau da velocidade do motor. Observe que a velocidade torna-se constante após certo tempo, mas inicialmente fica atrasada com relação à entrada. Expanda a escala de tempo por meio da diminuição de *Rate* para 10msec e clique no multiplicador de tempo x2. Clique em **Freeze | Freeze**. Isto congela o display no final do ciclo atual. A caixa de controle 'Frozen' aparece quando o ciclo termina. O motor agora pode ser desabilitado e as medições podem ser feitas a partir da tela.

Você irá medir o **Ganho** (**Gain**) e a **Constante de Tempo** (**Time Constant**) que caracterizam o motor. A Fig. 3.2 mostra as medições a serem feitas. O recurso de medição é ativado a partir da caixa de controle *Frozen* ao clicar em *Time ON*. As linhas de medição e caixas de valor aparecem no gráfico.

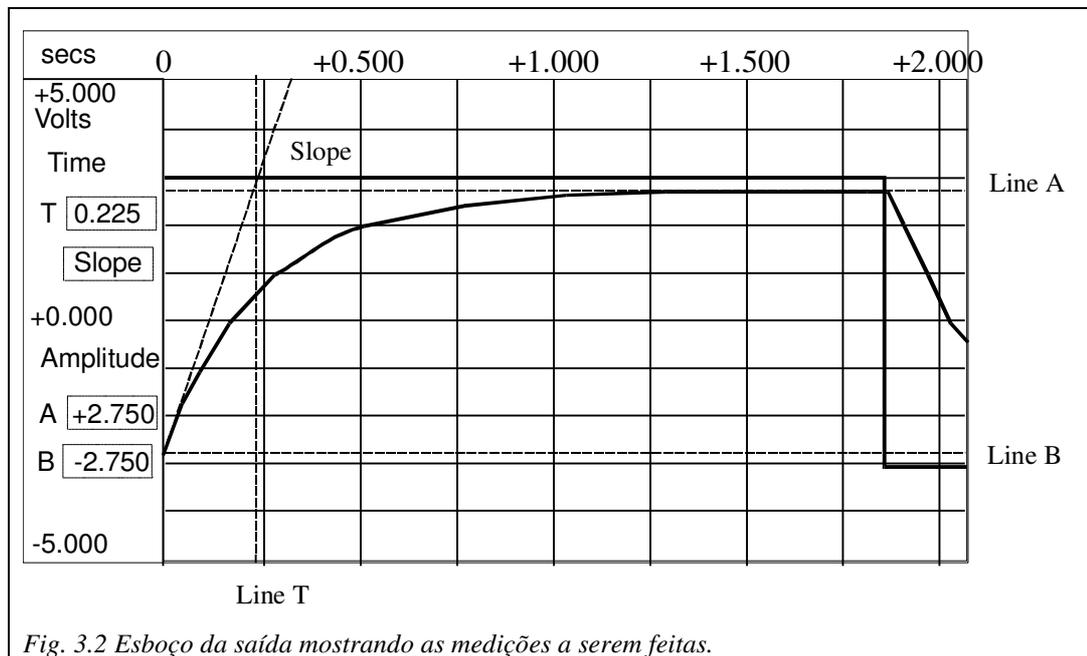



Fig. 3.2 Esboço da saída mostrando as medições a serem feitas.

Resposta em Regime Permanente

Amplitude da Entrada (Input Span)

A amplitude de entrada é a faixa na qual a entrada pode variar.

- Selecione channel 1/Input/Azul Escuro. A escala irá mostrar a escala do canal de entrada.
- Selecione a Linha A (Line A) clicando dentro da caixa A. A caixa e a linha vão mudar de cor.
- Mova o mouse até que o ponteiro esteja sobre o traço azul escuro superior na área de gráfico. Clique no botão esquerdo e a linha A irá se mover para onde você estiver apontando. Você pode clicar novamente se você não posicionou a linha exatamente na primeira vez. A caixa A indica o nível da linha.
- Clique na caixa B, da mesma maneira, e posicione a linha B sobre a parte inferior do traço azul escuro.

A diferença entre A e B é a **Amplitude de Entrada (Input Span)**.

Amplitude de Entrada (Input Span) = A1 - B1 = ______

Entre com os resultados no seu livro de atividades.

Amplitude de Saída (Output Span)

A amplitude de saída é a faixa na qual a saída muda em resposta à mudança na entrada.

Mude para channel 4/Velocidade (Velocity)/púrpura e repita as medições no traço púrpura. A linha B deve ser posicionada onde o traço possa ser visto iniciando na esquerda do gráfico.

Amplitude de Saída (Output Span) = A4 - B4 = ☐

Entre com os resultados no seu livro de atividades.

Ganho (Gain)

Ganho, ou **Razão de Amplitude (Magnitude Ratio)**, é a razão entre entrada e saída quando estas tiverem atingido o regime permanente. As amplitudes foram medidas quando a saída alcançou o regime permanente, de maneira que:

$$\text{Ganho} = \frac{\text{Amplitude de Saída}}{\text{Amplitude de Entrada}} = \frac{A4 - B4}{A1 - B1} = \square$$

A relação, em regime permanente, entre entrada e saída é caracterizada pelo Ganho da planta.

Resposta Transitória

Existem várias maneiras de caracterizar a resposta transitória. Estas geralmente possuem o cabeçalho de Tempo de Subida (Rise Time), mas existem várias definições diferentes de Tempo de Subida. Você irá medir três tempos diferentes e então veremos como estes estão relacionados.

Método da Inclinação Inicial

- Verifique se as linhas A e B são os valores final e inicial do traço 4, respectivamente.
- Clique na caixa de Inclinação (Slope). A linha do início do transitório, inclinada para a direita mudou para azul. Isto permite a você medir a inclinação inicial do traço de velocidade. A inclinação da linha pode ser alterada ao se clicar sobre a área de gráfico. A topo da linha irá se mover para o tempo em que você clicou.

- Mova a linha de inclinação até que sua inclinação seja a mesma que a da parte inicial do transitório, de maneira que a linha azul cubra a parte inicial do traço púrpura de velocidade.
- Clique na caixa de Tempo (Time). A linha vertical de tempo é realçada.
- Clique onde a linha de inclinação cruza a linha A. O tempo mostrado é a **Constante de Tempo (Time Constant)** medida pelo método da inclinação inicial.

Constante de Tempo t_1 = [segundos]

Método do Tempo de Acomodação (Settling time method)

A constante de tempo também pode ser calculada a partir do tempo que o transitório leva para atingir o valor em regime.

- Mova a linha do tempo para o tempo no qual o traço de velocidade atinge pela primeira vez seu valor final (quando o traço púrpura atinge a linha A).

O tempo mostrado é de 5 constantes de tempo, a partir do início do transitório.

Constante de tempo t_2 = [segundos]

Método de 63%

Outra medição de tempo é o intervalo de tempo que o transitório leva para mudar 63%.
A partir das considerações acima, a amplitude de saída é de = A4 - B4. O nível de 63% então é:

B4 + 0.63 (A4 - B4) = [volts]

Use os valores que você mediu para calcular o nível de 63% para o seu experimento.

- Clique na Caixa A para realçar a Linha A e mova esta para o nível de 63%. Você pode não ser capaz de ajustar a linha exatamente devido à resolução da tela. A expansão da escala, utilizando os controles *Magnify (Amplifica)* e *Shift(desloca)* pode ajudar. Os traços precisam ser redesenhados utilizando a opção **Freeze | Redraw** após os controles *Magnify* ou *Shift* tiverem sido utilizados.

- Agora, clique na caixa Time (tempo) e mova a linha de tempo para o tempo no qual o traço de velocidade atinge seu nível de 63%. O tempo mostrado é a **Constante de Tempo** medida pelo método de 63%.

Constante de Tempo t_3 = [segundos]

t_1	t_2	t_3	Amplitude de Entrada	Amplitude de Saída	Ganho
ms	ms	ms	volts	volts	

Tabela 3.1 Resultados da Resposta ao Degrau

A experiência nos mostrou que a medição de 63% é mais precisa que as outras duas técnicas utilizadas. Portanto, utilize t_3 como a constante de tempo no seu modelo.

Entre com o ganho e constante de tempo de seu modelo na Tabela 3.2 do seu livro de atividades

Ganho da Planta K_p	
Constante de Tempo τ	ms

Tabela 3.2 Parâmetros do modelo do Motor

3.1a A resposta transitória é a parte da curva de resposta que:

a é determinada por algo mais do que o sinal de entrada.

b é determinada pelo sinal de entrada.

3.1b O regime permanente é aquela parte da curva de resposta que:

a é determinada por algo mais do que o sinal de entrada.

b é determinada pelo sinal de entrada.

3.1c A amplitude de um sinal é:

a o valor de um sinal.

b a diferença entre os valores inicial e final do sinal.

c a razão entre o valor de saída e o valor de entrada.

3.1d Se o sinal de entrada vai de 1 a 2 volts e o sinal de saída vai de 5 a 10 volts, qual é o ganho do sistema?

3.1e Qual dos seguintes métodos não podem ser utilizados para medir a constante de tempo?

a Inclinação inicial do transitório.

b Inclinação final do transitório.

c Tempo para atingir o valor final do transitório.

d Tempo para atingir 63% da amplitude de saída.

3.2 O Atraso de Primeira Ordem

A resposta em degrau obtida é característica de um **Atraso de Primeira Ordem**. Um atraso de primeira ordem produz um crescimento exponencial a uma entrada degrau. Matematicamente, isto pode ser expresso na forma:

$$\text{Mudança na Saída} = \text{Mudança na Entrada x Ganho x} \left[1 - e^{-t/\tau}\right] \qquad \text{Eq 3.1}$$

onde e é a constante exponencial (ou natural) 2.7183... . τ é a **Constante de Tempo** e, com o **Ganho**, caracteriza completamente um atraso de primeira ordem. Os tempos t_1, t_2 e t_3 são medidas estimadas desta constante de tempo.

Para verificar se a resposta ao degrau medida é uma exponencial, ou próxima disto, o computador pode traçar a resposta de uma curva ideal sobre a curva medida.

Clique em **Plant | Servo**. A Planta muda para uma simulação de um servomotor, tal como o MS15. Na caixa superior da área da planta, ajuste K_p com valor igual ao ganho que você mediu. Na próxima caixa inferior, entre com o valor da constante de tempo medida (em milisegundos) e então clique na caixa *Overlay* ao lado da área da planta. Perceba que, para que o recurso de overlay seja utilizado, o recurso magnify deve estar ajustado em x1.

Isto irá mostrar a resposta medida do motor (púrpura) e a resposta de uma exponencial (verde claro) que possuem o Ganho e a Constante de Tempo que você mediu. Os valores de ganho e constante de tempo podem ser mudados e o gráfico redesenhado até que você obtenha um bom ajuste entre os dados experimentais e a resposta do modelo teórico. Os valores de Ganho e Constante de Tempo ajustados são os parâmetros que podem ser utilizados para modelar a planta.

Os dois traços não terão um ajuste perfeito, devido às não-linearidades na eletrônica e na mecânica (tais como: tempo morto no amplificador de acionamento, ou fricção estática nos mancais), mas devem ser próximos os suficiente para que você verifique que a resposta da velocidade do motor a uma entrada degrau possa ser representada por uma função exponencial.

Os dois parâmetros que definem o modelo são
Ganho e **Constante de Tempo**.

Ganho (K) é a relação de Regime Permanente entre entrada e saída.

A Constante de Tempo (τ) define o Tempo Transitório.

A partir da Tabela 3.2, os parâmetros do modelo de controle para o motor, sob condições sem carga, são:

Ganho (K) = **Constante de Tempo (τ) =** **segundos**

3.2a **Existe um casamento adequado entre a resposta medida do motor e a resposta do modelo teórico?**
Sim ou Não

3.2b **Qual das seguintes não contribuiria para as discrepâncias entre resultados medidos e teóricos?**

a Fricção estática nos mancais.

b Fricção viscosa nos mancais.

c Erro na medição do ganho e da constante de tempo.

d Tempo morto no amplificador de acionamento.

3.3 Características do Atraso Exponencial de Primeira Ordem

Você deve saber com o que a curva exponencial se parece, mas como o conhecimento da constante de tempo pode fornecer uma idéia do comportamento no tempo da curva de transitório?

Valor após 1 ou mais constantes de tempo

Utilize a calculadora do Windows no computador para calcular o valor da curva. Faça isto para múltiplos da constante de tempo.

Utilizando a seqüência dada abaixo, calcule os valores de $\left[1-e^{-t/\tau}\right]$ quando t/τ = 0, 1, 2, 3, 4 e 5 e entre com os valores na Tabela 3.3.

Uma função exponencial é a função inversa do Logaritmo Natural ln (ln ≡ $\log_e$). Para calcular o valor que a curva atingiu após 1 constante de tempo, t = τ ou t/τ = 1, utilize a seguinte seqüência na calculadora do Windows:

1 +/- Inv Ln +/- + 1 = Isto calcula $\left[1-e^{-1}\right]$

O resultado é 0.632... . É aqui onde a característica de 63% utilizada anteriormente foi originada. Após 1 constante de tempo, uma resposta exponencial a um degrau cobriu 63.2% de sua amplitude total.

A mesma seqüência de comandos, mas começando com as outras razões de tempo mostradas (0, 2, 3, 4 e 5), pode ser utilizada para calcular os valores exponenciais após 0 e 2 até 5 constantes de tempo.

t/τ	0	1	2	3	4	5
$\left[1-e^{-t/\tau}\right]$						

Tabela 3.3 Resposta ao degrau de um atraso exponencial

A partir destas características, você pode observar que uma resposta ao degrau estará em um valor 32.8% (100 - 63.2) de sua amplitude, em relação ao valor final, após 1 constante de tempo, e 0.7% de sua amplitude, em relação ao valor final, após 5 constantes de tempo. Portanto, pode-se assumir que o transitório acabou e que a resposta atingiu seu **Valor em Regime** após 5 constantes de tempo.

Existe uma seqüência de digitação mais fácil. O primeiro resultado nos deu o valor, na primeira constante de tempo, como 0.632 = 1 - 0.368. O valor na enésima constante de tempo é de $1-0.368^n$.

Inclinação Inicial

Uma das características de uma exponencial é que uma linha desenhada a partir da inclinação inicial cruza o valor final da curva após uma constante de tempo. Isto foi utilizado como um dos métodos de medir a constante de tempo do motor. Também pode ser utilizado para esboçar uma curva exponencial sem calcular vários pontos ao longo da curva.

Esboçando uma Exponencial

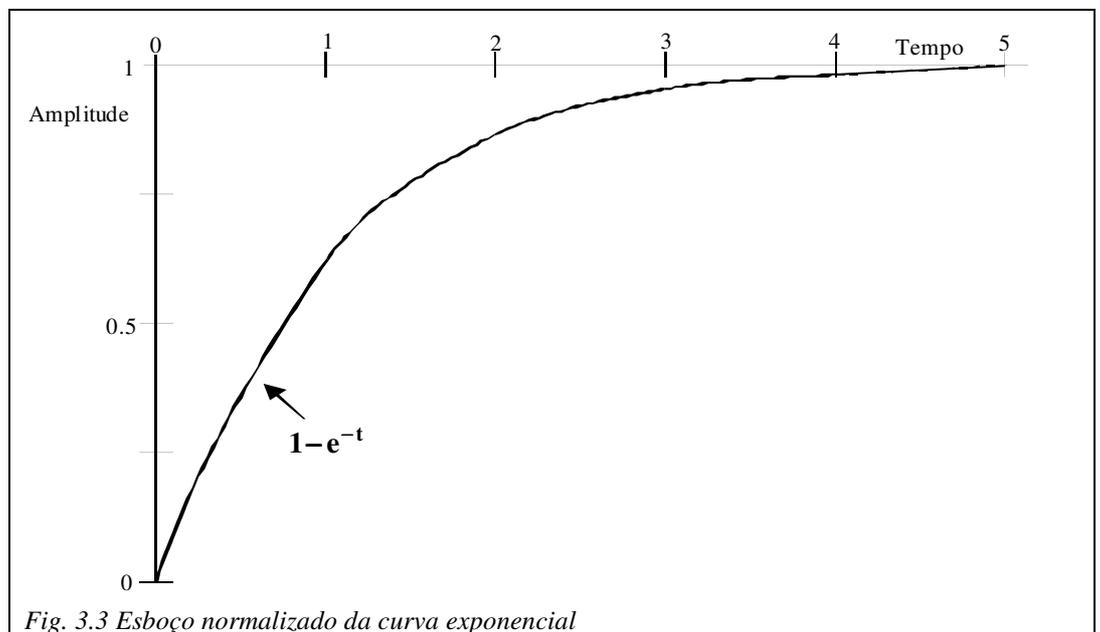
Queremos mostrar o formato de uma resposta que é da forma $\mathbf{Y = A\left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right]}$

O termo “A” é um multiplicador de amplitude. Se for assumido que A = 1 então a escala de amplitude precisa somente ser multiplicada pelo valor medido de A.

O termo $\frac{t}{\tau}$ é o multiplicador do tempo, de maneira que se assume que τ = 1 e a escala de tempo é multiplicada pela constante de tempo para fornecer a curva de tempo real. Este processo é chamado normalização.

A Fig. 3.3 mostra um esboço da exponencial normalizada. Utilizando o procedimento a seguir, você pode esboçar a exponencial no seu livro de atividades.

- Desenhe uma linha a partir do valor normalizado de amplitude inicial = 0 (no tempo normalizado t = 0) até o valor = 1 (em t = 1). Esta é a inclinação inicial da curva exponencial normalizada.
- Marque o ponto de 63% (valor = 0.63) em t = 1 (a curva cobriu 63% de sua amplitude, e portanto está a 0.37 de seu valor final normalizado de 1). A curva vai passar por este ponto.
- Desenhe uma linha reta a partir do ponto de 63% (em t = 1) até o valor de amplitude normalizada = 1 (em t = 2). Esta linha é a inclinação final da primeira seção da curva (de t = 0 a t = 1) e a inclinação inicial da segunda seção (de t = 1 a t = 2).
- Durante esta segunda seção da curva, a curva vai cobrir novamente 63% da distância até o valor final (que com um valor inicial em t = 1 de 0.37, a partir de seu valor final, fornece o valor em t=2 de 0.37 x 0.37 = 0.14 a partir de seu valor final (ou valor normalizado de amplitude de 1 - 0.14 = 0.86).
- Trace uma linha reta a partir de 14% em t = 2 até 1 em t = 3. Esta é a inclinação final da segunda seção e a inclinação inicial da terceira seção. Cada seção pode ser tratada como se fosse a primeira seção de uma nova exponencial. Na quinta seção, as mudanças são muito pequenas para serem traçadas.

Fig. 3.3 Esboço normalizado da curva exponencial

3.3a **Uma planta possui um ganho de 0.8 e uma constante de tempo de 3 segundos. Utilizando o esboço normalizado de uma resposta ao degrau, determine a resposta da saída (em volts) a uma degrau de 2 volts após 1.5 segundos.**

3.4 Regime Permanente e Resposta Transitória

Se você fizer a operação da Eq 3.1, você vai observar que:

Mudança na Saída = (Mudança na Entrada x Ganho) - (Mudança na Entrada x Ganho x $e^{-t/\tau}$).

Agora $e^{-t/\tau}$ tende a 0 à medida que t aumenta, de maneira que o termo acima contendo $e^{-t/\tau}$ representa a resposta transitória, e o outro termo represente a resposta em regime permanente. O ganho determina a resposta em regime permanente. Nossa equação pode portanto ser re-escrita como:

Mudança na Saída = Resposta em Regime Permanente – Resposta Transitória

3.4a **A saída em regime permanente é determinada:**

- a somente pelo ganho da planta.
- b somente pela constante de tempo da planta.
- c tanto pelo ganho da planta quanto pela constante de tempo.

3.4b **A resposta transitória é determinada:**

- a somente pelo ganho da planta.
- b somente pela constante de tempo da planta.
- c tanto pelo ganho da planta quanto pela constante de tempo.

3.5 O Que Contribui para a Constante de Tempo

No caso do motor DC, existem dois fatores controlando a constante de tempo – a inércia das partes girantes e a fricção viscosa dos mancais.

Resposta ao Degrau com uma carga diferente

O freio possui o efeito de aumentar a fricção. “Descongele” o display selecionando **Freeze | Start** e então selecione **Plant | MS 15 Analog**. Ajuste o freio de correntes de foucault para a posição 2 e repita as medições de ganho e constantes de tempo.

Ganho sem carga	=	Constante de tempo sem carga=	ms
Ganho com carga	=	Constante de tempo com carga=	ms

Seus resultados devem mostrar que, tanto o ganho quando a constante de tempo mudaram. Ambas as mudanças são devidas a perdas por fricção crescentes.

3.5a **A aplicação do freio de correntes de foucault:**

[a] aumenta o ganho.
[b] diminui o ganho.
[c] não tem efeito sobre o ganho.

3.5b **A aplicação do freio de correntes de foucault:**

[a] aumenta o ganho.
[b] diminui a constante de tempo.
[c] não tem efeito sobre o ganho.

3.6 Resposta de Posição

Você pode ter percebido que, neste capítulo, foi a velocidade que foi medida, não a posição. Existe uma boa razão para isto.

Com o motor desabilitado, engate o potenciômetro de saída. Descongele e então habilite o motor e clique **channel 2/Position/ON**. Isto mostra a posição de saída e não faz muito sentido. Existem várias dificuldades na medição da posição do eixo do servo enquanto o acionamento é de velocidade.

- O potenciômetro de saída mede somente posição sobre uma revolução e assim, à medida que o dial passa por 360°, o traço salta do topo para a base (ou vice-versa) do gráfico.
- Durante o período de transitório, pode haver curvas estranhas à medida que o transiente passa pelo ponto morto no potenciômetro.

A razão para isto é que a posição é a integral da velocidade, de maneira que, com uma velocidade constante, a posição fica mudando. Pode ser difícil medir algo que esteja se movendo constantemente, e é por isto que a velocidade foi utilizada para identificar a constante de tempo da planta.

Embora ele possa tornar a identificação difícil, você vai ver posteriormente que o efeito integral torna o controle do servo mais fácil.

Para poder modelar a planta, é necessário conhecer a relação entre a velocidade medida pela tensão do tacômetro e a taxa de mudança de posição medida pela tensão do potenciômetro. Esta relação é denominada de **Ganho Integral K_i**.

Com o motor desabilitado, mude os ajustes para os mostrados abaixo.

Arquivo CA06PE03	**Controlador** Malha Aberta (Open-loop)	**Planta** MS15 Analógico	**Display** Gráfico
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	Nível DC	1 Entrada ON	
Nível	60%	2 Posição ON	
Offset	40%		
Taxa	10 msec	4 Velocidade ON	
Referência	Interna (Internal)		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Engatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

Habilite o motor. O motor vai rodar com uma velocidade constante com a saída do potenciômetro subindo em rampa e então retornando para a base da tela.

Tome nota no seu livro de atividades da velocidade mostrada no display vermelho de LEDs.

Velocidade = | **rpm** |

Ajuste o multiplicador de base de tempo para x2, congele a figura e ative os marcadores de tempo (ON). O gráfico vai parecer com aquele da Fig. 3.4.

A taxa de mudança de posição é medida pela medição do tempo que leva para o traço de posição (azul) para ir da base da tela até o topo.

- Selecione o channel 2 e então ajuste a Linha A em +4.000 volts e a Linha B para -4.000 volts. Utilizando a linha de Tempo, meça os tempos nos quais a rampa de saída cruza os dois marcadores de tensão. Entre com estes valores na Tabela 3.4 de seu livro de atividades.
- ***Inclinação*** $= \dfrac{\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}}{\boldsymbol{T}2-\boldsymbol{T}1}$ volts/segundo.

- Selecione o channel 4 e utilize uma linha de tensão para medir a tensão do tacômetro V_{vel}. (traço púrpura)
- Calcule o ganho do integrador K_i = Inclinação/V_{vel} volts por segundo por volt.

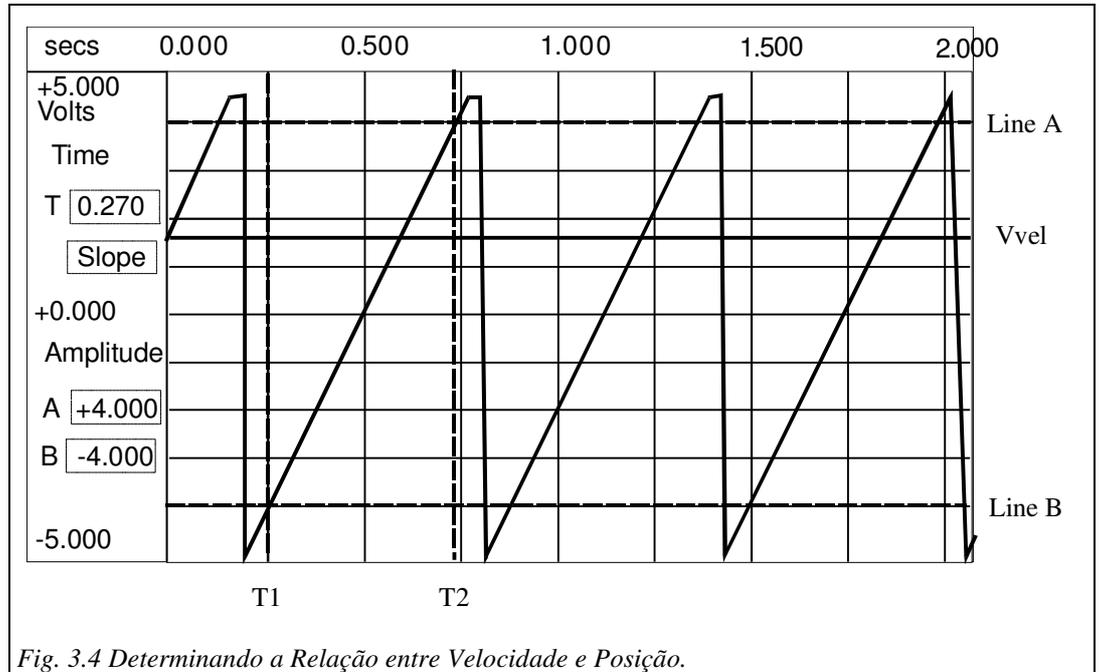



Fig. 3.4 Determinando a Relação entre Velocidade e Posição.

A Volts	B Volts	T1 segs	T2 segs	Inclinação volts/seg	V_{vel} volts	K_i
+4.000	-4.000					

Tabela 3.4 Relação entre Velocidade e Posição

A saída do tacômetro de V_{vel} volts produzirá uma taxa de mudança de posição de K_i x V_{vel} volts/segundo.

3.6a **Posição é:**

a a taxa de mudança (ou derivada com relação ao tempo) da velocidade.

b integral (com relação ao tempo) da velocidade.

3.6b Qual das seguintes não é verdadeira – a Posição não é utilizada para identificação de um servomotor porque:

a a faixa limitada do potenciômetro de saída torna difícil medir o transitório.

b é difícil medir o transitório no topo da rampa de saída, especialmente quando ele cruza o ponto morto do potenciômetro de saída.

c o ruído na saída torna difícil visualizar o transitório.

3.7 Relação entre tensões e os parâmetros que elas representam

O modelo desenvolvido é baseado nas tensões sendo medidas e é baseado neste modelo que todos os cálculos são feitos, mas é necessário saber a relação entre as tensões sendo medidas e o que está realmente acontecendo na planta. Isto é, qual é a relação entre a tensão de saída do tacômetro e a velocidade de rotação em Revoluções por Minuto (RPM) ou graus por segundo?

Isto pode ser determinado a partir de outras medições no gráfico que já está na tela. Você já sabe a tensão de saída do tacômetro, de maneira que agora você precisa medir a velocidade de rotação real que ela indica. A Fig. 3.5 abaixo mostra as medições a serem feitas.

T1 segs	T2 segs	V_{vel} volts	T2-T1 segs/rev	revs/seg	revs/min	RPM	K_r

Tabela 3.5 Velocidade de Rotação

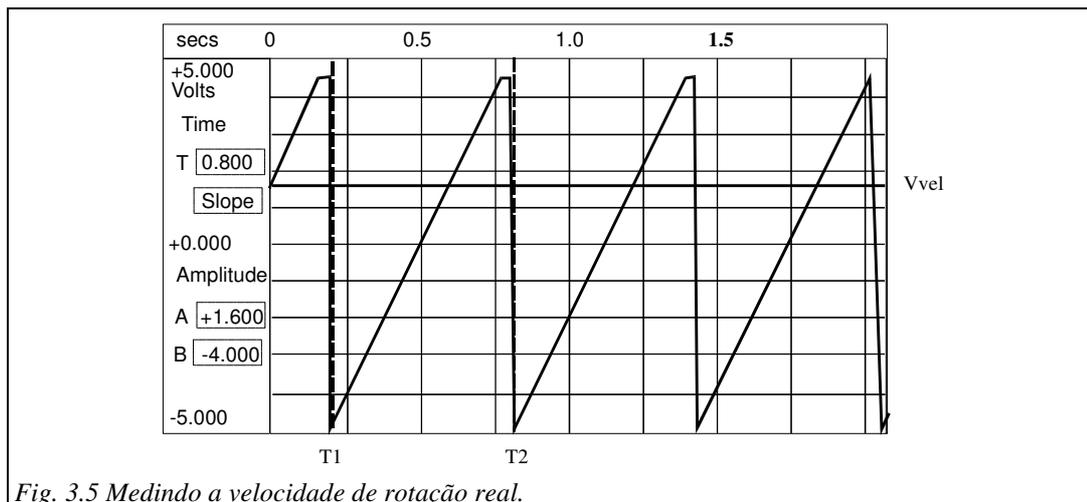



Fig. 3.5 Medindo a velocidade de rotação real.

Revoluções/segundo = 1 / (T2 - T1). Revs/min = 60 / (T2 - T1). RPM é a medição do display feita anteriormente e deve concordar com a medição de revs/min que foram feitas. K_r é a razão de conversão entre V_{vel} e RPM. K_r = RPM/V_{vel} de maneira que:

RPM = K_r x V_{vel} = [x V_{vel}]

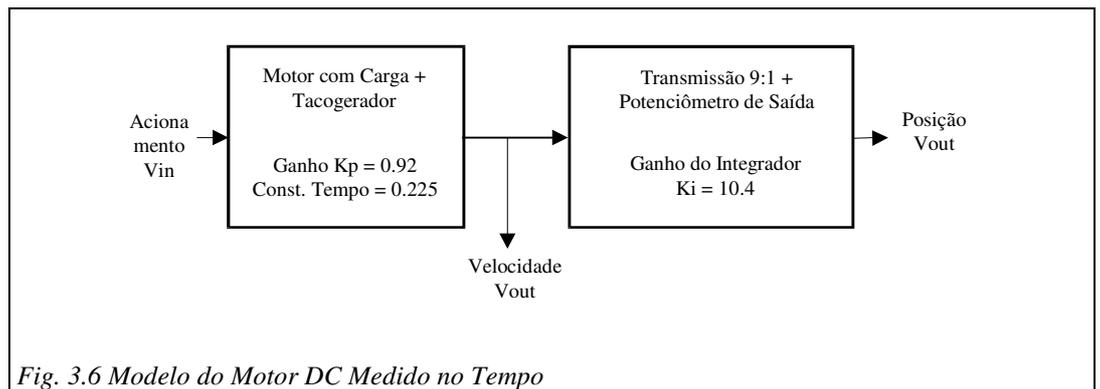
No Capítulo 1, você já obteve a relação entre tensão de saída e graus.

Graus = (K_d x V_{pos}) + Offset dos Graus = [ ]

3.7a **A determinação da velocidade do eixo de saída pela medição do tempo de um ciclo forneceu um resultado que concordou com a tensão de saída do tacogerador?.**
Sim ou Não

3.8 O Modelo da Planta no Tempo

A Fig. 3.1 agora pode ser redesenhada como Fig. 3.6 para mostrar o modelo que foi identificado. Preencha as figuras de suas medições no diagrama do seu livro de atividades. Suas figuras para seu modelo devem ser parecidas com as mostradas abaixo.

Fig. 3.6 Modelo do Motor DC Medido no Tempo

3.8a **Um sistema é caracterizado por um atraso de 1ª ordem com um ganho de 5 e uma constante de tempo de 2 segundos. Se a entrada é um degrau que vai de 0 a 1 volt, qual é a saída (em volts) após 1 segundo?**

3.8b **Em um teste, o tacogerador produziu uma tensão de 3.5 volts e o ganho integral K_i foi medido: 10. Qual seria a taxa de mudança esperada da posição de saída (em volts/segundo)?**

3.8c **No mesmo teste da questão 3.8b, qual seria a rotação de saída (RPM) se a taxa de conversão fosse K_r = 50?**

3.9 Outros Sinais no Tempo e Métodos de Identificação

Existem outros dois sinais padrão no tempo utilizados no estudo de sistemas de controle. Nenhum é muito útil na identificação de sistemas, mas eles são usados, como será mostrado depois, no estudo de comportamento de sistemas. Os dois sinais são o **Impulso** e a **Rampa**..

Impulso

Um golpe curto e agudo no sistema. Teoricamente, a resposta ao impulso mostra a mesma informação que a resposta ao Degrau, mas o impulso contém tão pouca energia que a planta quase não se move para se observar alguma resposta.

Descongele e habilite o motor. Selecione *Signal* - **Pulse**, *Level* - **100%** e *Offset* - **0%**. Observe que a velocidade não muda muito e a resposta é inconsistente. Seria difícil medir o ganho e a constante de tempo a partir destes traços, especialmente se houvesse ruído da planta sobre eles.

Rampa

Muitos sistemas têm de ser capazes de seguir uma rampa, mas a resposta em malha aberta não é de fácil análise. Os motores tendem a ser não-lineares em baixas velocidades e isto distorce o sinal medido.

Selecione *Signal* - **Ramp**, *Level* - **60%**. Uma forma de onda triangular é gerada, que sobre com uma taxa constante e então e revertida e decresce com a mesma taxa. O sinal de velocidade tenta seguir a rampa de entrada mas possui um atraso. Há um solavanco considerável na curva de velocidade à medida que o motor para e então reverte. Isto é devido às não-linearidades – fricção estática no motor e tempo morto no amplificador de acionamento.

Ruído no Sistema

Você pode ter percebido que o sinal de velocidade não é exatamente constante quando o motor é solicitado a girar com velocidade constante. O sinal é dito ruidoso. À medida que os sinais da planta disparam, os sinais do motor estão quietos. A planta real é frequentemente mais ruidoso que isto. Um dos problemas pode ser a extração de dados significativos do ruído. Existem técnicas matemáticas que podem ser utilizadas para isto.

Se o sinal de entrada é normalmente ruidoso, este sinal de ruído pode ser utilizado para identificar a planta mas novamente isto envolve cálculos consideráveis.

Algumas vezes, a inserção de mudanças em degrau em uma planta não é aceitável aos operadores da planta. Nestes casos, um ruído artificial de baixo nível pode ser introduzido, que não irá interferir com a operação da planta, mas que vai permitir que técnicas matemáticas possam ser utilizadas para identificar a planta. Esta técnica, denominada de Teste Pseudo-Aleatório, é frequentemente utilizado na identificação de plantas lentas, onde a constante de tempo é medida em minutos, horas ou mesmo dias.

Avaliação dos Alunos 3

1. O atraso na resposta ao degrau do motor é causado pela:

[a] inércia das partes móveis somente.
[b] a fricção viscosa dos mancais somente.
[c] inércia e fricção viscosa, ambos.
[d] nem inércia nem fricção viscosa.

2. Qual das três medições de constante de tempo pareceriam ser mais precisas?

[a] inclinação inicial.
[b] 63%.
[c] tempo até o valor final.
[d] 10%-90%.

3. Após quantas constantes de tempo o transiente pode ser considerado extinto:

[a] 3. [b] 4. [c] 5. [d] 6.

4. Qual destes sinais também é utilizado para determinar o modelo da planta no tempo:

[a] impulso. [b] rampa. [c] ruído. [d] senóide.

Capítulo 4
Resposta em Freqüência

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Medir os parâmetros de uma planta utilizando testes de freqüência.
- Descrever as características de freqüência de um atraso de primeira ordem.
- Explicar por que os Gráficos de Bode são utilizados preferencialmente com relação a outros gráficos em freqüência.

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual (*VCL Virtual Control Laboratory*)

4.1 Análise em Freqüência na Engenharia de Controle

A Engenharia de Controle é a fusão de três áreas de desenvolvimento.

A Engenharia de Processos diz respeito, principalmente, com a operação de uma planta em condições de regime permanente. Assim, ela se interessa na manutenção de uma saída versus variações de carga e outros distúrbios.

Os Engenheiros Mecânicos estão interessados na dinâmica dos veículos e seus sistemas de suspensão, de maneira que são mais focados no desempenho no tempo dos sistemas.

A Engenharia Elétrica nasceu da telefonia. A fala é uma forma de onda complexa, mas o ouvido humano possui uma faixa de freqüência limitada (em torno de 15kHz). A Engenharia Elétrica desenvolveu uma forte tendência para o domínio da freqüência e o ramo da Engenharia de Controle denominado Servomecanismos foi desenvolvido a partir de uma perspectiva da freqüência. Existem várias técnicas de análise e projeto que são baseadas somente na Resposta em Freqüência da Planta. Estas são técnicas gráficas e requerem somente um conhecimento da resposta medida em freqüência da planta a ser controlada.

4.1a A análise em freqüência de sistemas de controle foi desenvolvida a partir da:

a engenharia mecânica.

b engenharia elétrica.

c engenharia de processo.

4.2 Resposta em Freqüência

Ondas senoidais são fenômenos que ocorrem naturalmente. Toque uma corda de violão e ela vibra senoidalmente. Um tom musical “puro” é uma senóide. A nota Dó média é uma senóide vibrando a 261,63 ciclos por segundo. A unidade do S.I. para freqüência é o Hertz (Hz = ciclos por segundo = revoluções por segundo) após o físico alemão que descreveu primeiramente o conceito.

Pode se mostrar qualquer sinal pode ser confeccionado a partir de uma série de senóides de amplitudes e freqüências diferentes, de maneira que existe uma relação matemática entre a composição em freqüência de um sinal e seu formato no tempo.

Para propósitos de identificação da planta, a melhor coisa sobre uma onda senoidal é que se você injetar uma onda senoidal em uma “caixa preta” linear, você obtém uma onda senoidal com a mesma freqüência, mas com amplitude e fase diferentes. O conhecimento da freqüência de saída permite que o sinal seja extraído do ruído por meio de filtros sintonizados ou técnicas de filtragem digital.

A Fig. 4.1 mostra senóides típicas de entrada e saída para uma planta “caixa preta”.

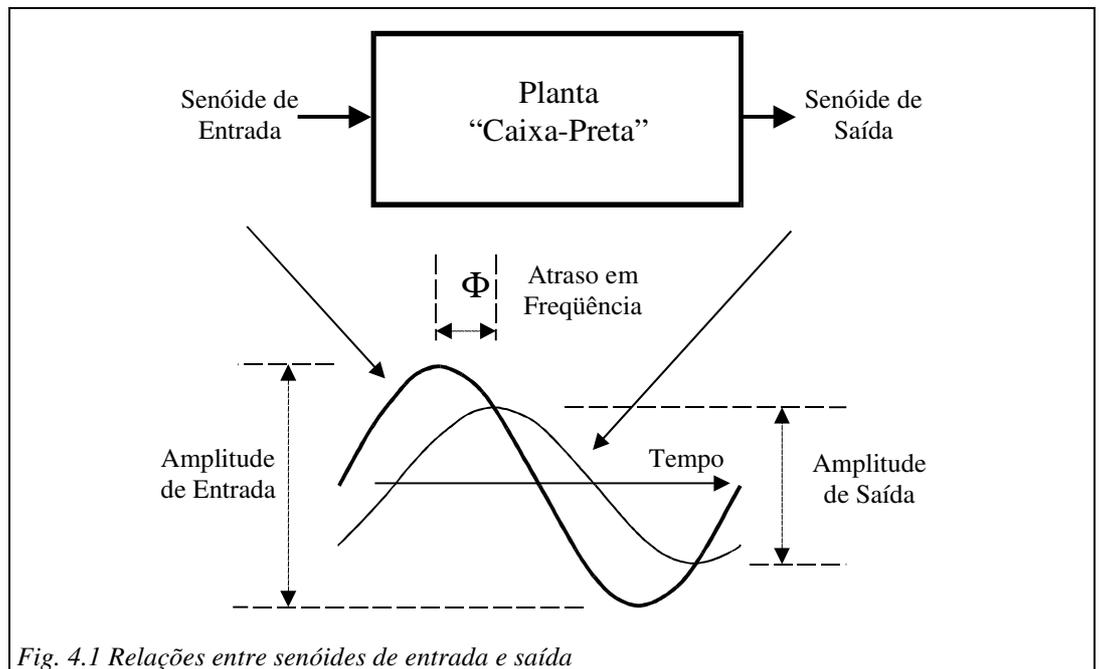



Fig. 4.1 Relações entre senóides de entrada e saída

A saída possui uma amplitude diferente da entrada e a razão:

$\frac{\text{Amplitude de Saída}}{\text{Amplitude de Entrada}}$ é denominada **Razão de Amplitude**.

A partir do diagrama, pode-se observar que a senóide de saída fica atrasada no tempo em relação à entrada. Este atraso é medido em graus e é denominado de **Atraso de Fase ϕ**.

O Atraso de Fase pode ser calculado a partir da diferença no tempo entre o pico das duas senóides. A freqüência de um sinal (em Hertz, Hz) é o número de ciclos por segundo. O período é o tempo para completar 1 ciclo, de maneira que é o inverso da freqüência:

$$\text{Período (segundos)} = \frac{1}{\text{Freqüência (Hz)}}$$

Como existem 360° em um ciclo:

$$\text{Atraso de Fase } \phi = \frac{360 \times \text{Atraso no Tempo}}{\text{Período}} = 360 \times \text{Atraso no Tempo} \times \text{Freqüência}$$

Resposta em Freqüência do Motor DC

Você irá medir a resposta em freqüência do motor e, a partir disto, determinar o modelo em freqüência da planta.

Load setup | CA06PE04. A configuração (*setup*) é dada abaixo. Observe que a taxa (*Rate*) foi trocada por Freqüência (*Frequency*) e que a escala horizontal deste gráfico é dada em graus.

Arquivo CA06PE04	**Controlador** Malha Aberta (Open-loop)	**Planta** MS15 Analógico	**Display** Gráfico
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	Seno (*Sine*)	1 Entrada	ON
Nível	60%	2 Posição	OFF
Offset	0%		
Freq	100 mHz	4 Velocidade	ON
Referência	Interna (Internal)		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

Desengate o potenciômetro de saída, ligue a alimentação e habilite a planta.

Seguindo o procedimento abaixo, meça a amplitude e a mudança de fase do sinal de velocidade na faixa de freqüências mostrada na Tabela 4.1. Entre com os valores medidos na tabela de seu livro de atividades e então calcule a razão de amplitude. Desabilite o motor após todas as freqüências serem medidas.

Inicie em 100 mHz e então vá avançando na tabela, então volte a 50 mHz e complete as medidas em baixa freqüência.

Para cada freqüência:

- Congele o display utilizando a opção **Freeze | Freeze**. Lembre-se que o gráfico não é congelado até que ele tenha completado o traçado pela tela. Em baixa freqüência, não inicie o "congelar" até que o traço tenha iniciado um ciclo à esquerda da área de gráfico.
- Quando a mensagem **Frozen** aparecer, clique *Frequency ON*. Caixas de medição aparecem na área de escala.
- Meça a tensão pico-a-pico colocando linhas A e B sobre os valores de velocidade máxima e mínima. A escala deve ser ajustada para channel 4/velocidade. O valor de entrada de pico-a-pico pode ser determinado pela medição do traço de entrada/azul escuro. A entrada precisa somente ser medida em uma freqüência, uma vez que o nível do gerador de sinais não se altere. O valor de pico-a-pico é A-B. Em altas freqüências, a amplitude de saída irá cair. Uma precisão extra de medição pode ser obtida utilizando os controles *Magnify* e *Shift*.

- Selecione a Fase D clicando na caixa D. Mova a linha vertical até que ela intercepte o valor de pico. A leitura na caixa é o deslocamento de fase relativo a 0° do traço de entrada. Como você está medindo o deslocamento de fase no pico, o atraso de fase será o valor medido menos 90°.

Amplitude de entrada = 6.0 Volts pico-a-pico

Freqüência	Saída (Volts p-p)	Atraso de Fase (graus)	Razão de Amplitude A	Razão de Amplitude $20\log_{10}A$ (dB)
10 mHz				
20 mHz				
50 mHz				
100 mHz				
200 mHz				
500 mHz				
1 Hz				
2 Hz				
5 Hz				
10 Hz				

Tabela 4.1 Teste de Resposta em Freqüência

A Razão de Amplitude é a razão da tensão de entrada com relação à saída para qualquer freqüência específica.

Estes resultados podem ser traçados de diferentes maneiras, mas, para nossos propósitos, o mais útil é o **DIAGRAMA DE BODE**, onde a razão de amplitude e fase são traçados separadamente versus uma escala logarítmica da freqüência. Por razões que serão explicadas depois nesta seção, é o logaritmo da razão de amplitude que é utilizado, não a razão de amplitude. A razão de amplitude é convertida em decibéis (dB) pela fórmula:

$$\text{Razão de Amplitude (dB)} = 20\log_{10}\left[\frac{V_{out}}{V_{in}}\right]$$

Calcule a Razão de Amplitude em dB e entre com este valor na sua tabela. Esta tabela pode agora ser utilizada para traçar o diagrama de bode. A Fig. 4.2 é o diagrama de Bode dos resultados da Tabela 4.1.

Papéis milimetrados mono-log podem ser obtidos. Um papel assim, em branco, é fornecido no seu livro de atividades para traçar seus resultados.

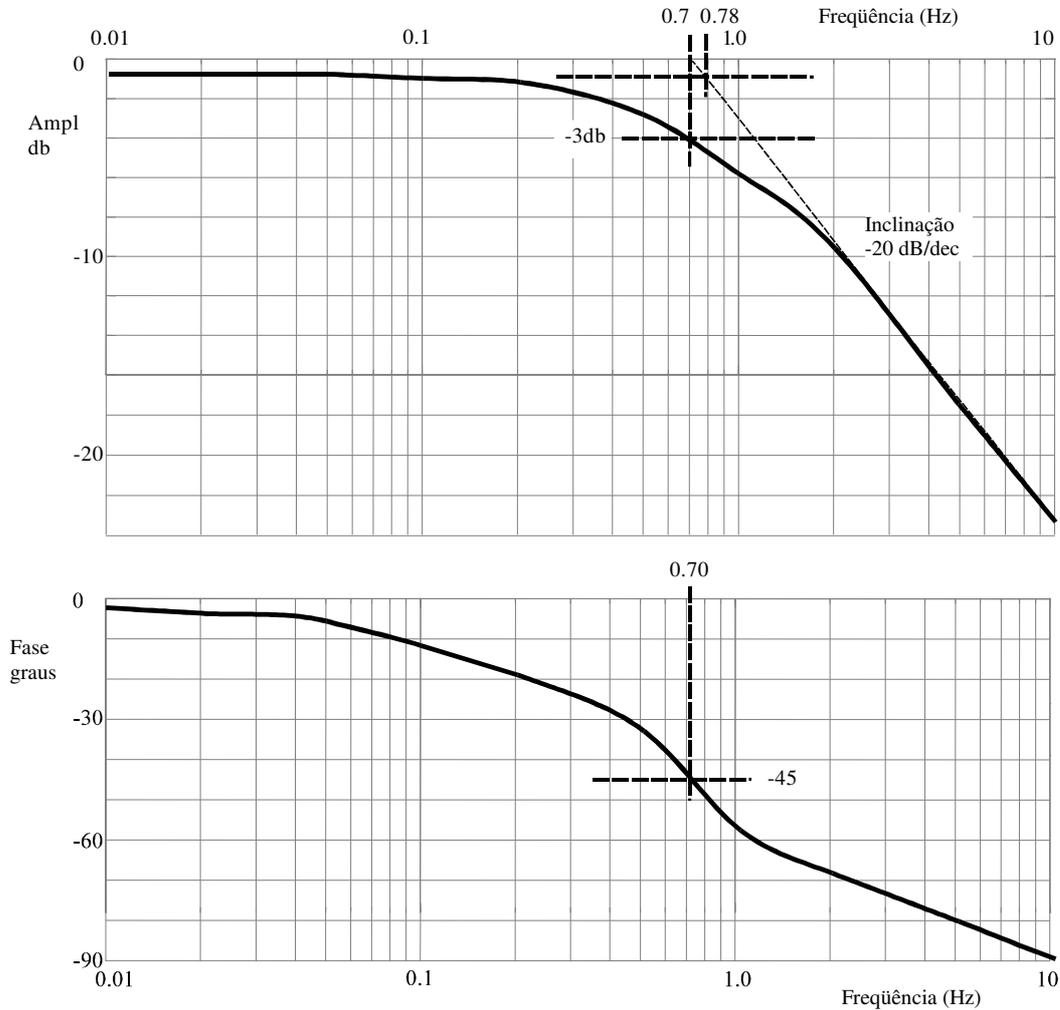



Fig. 4.2 Diagrama de Bode da Resposta em Freqüência do Motor DC

Razão de Amplitude

Em baixas freqüências, a Razão de Amplitude é o Ganho (K_p) da planta. Em altas freqüências, a razão de amplitude cai linearmente no gráfico. A linha reta cai a uma taxa de -20 dB/década, de maneira que cada vez que a freqüência aumenta por um fator de 10, a amplitude cai 20 dB. Sobre seu gráfico, desenhe uma linha reta com esta inclinação como um melhor ajuste para a seção de alta freqüência da curva medida. Esta linha é mostrada tracejada na Fig. 4.2. É somente sobre um diagrama de Bode que uma curva em alta freqüência se torna uma linha reta, tornando fácil determinar a inclinação.

Além disso, desenhe uma linha horizontal que se estenda da parte de baixa freqüência da curva até as altas freqüências. A freqüência na qual estas duas linhas se encontram é chamada de **Freqüência de Corte** ou **Freqüência de Quebra**. Na freqüência de quebra, a curva deve ficar 3dB abaixo do nível de baixa freqüência.

Um atraso de primeira ordem é caracterizado, em freqüência, por seu ganho em baixa freqüência e sua freqüência de corte.

Resposta de Fase

Em baixas freqüências, não existe deslocamento de freqüência. Em alta freqüência, a Fase ϕ tende a -90° (atraso de 90°).

Na freqüência de corte, a fase ϕ está em -45°.

Determinando a Freqüência de Quebra

- Desenhe uma linha horizontal através dos pontos de amplitude em baixa freqüência.
- Desenhe uma linha com inclinação de –20 dB/década através dos pontos de alta freqüência.
- A freqüência na qual estas duas linhas se encontram é a freqüência de quebra.
- Ajuste as linhas, se necessário, para garantir que a amplitude real está com -3dB e o deslocamento de fase seja de -45° na freqüência de quebra.

A partir do diagrama de Bode na Fig. 4.2, a freqüência de corte foi determinada pelas três técnicas. Entre com seus valores na Tabela 4.2 do seu livro de atividades e calcule a média das três leituras.

Da inclinação	Do ponto de -3 dB	De -45°	Média
Hz	Hz	Hz	Hz

Tabela 4.2 Freqüência de Corte

Freqüência em Radianos

Até aqui a freqüência foi dada em Hz ou Ciclos/segundo. Existe uma outra medida de freqüência chamada Freqüência em Radianos. Os radianos são uma medida angular e existem 2π radianos por ciclo, de maneira que 2π radianos são equivalentes a 360°. A freqüência em radianos possui o símbolo ω, onde $\omega = 2\pi f$, e possui as dimensões de radianos/segundo (rad/s).

Relação entre a freqüência de quebra e a constante de tempo

Por que utilizar a freqüência em radianos? Pode-se mostrar que a Freqüência de Quebra, ω_c, em radianos/segundo, é o inverso da constante de tempo, τ, em segundos, por exemplo:

Freqüência de Quebra $\boldsymbol{\omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{\tau}}$ ou Constante de Tempo $\boldsymbol{\tau = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c}}$

A partir da Tabela 4.2, f_c = 0.73 Hz então $\omega_c = 2\pi \times 0.73 = 4.59$ rad/s

$\therefore\ \tau = 1 / (4.49) = 0.22$ segundos

Ganho K_p = Razão de Amplitude em baixas freqüências = 0.92

A Tabela 4.3 mostra que estes resultados podem ser comparados com aqueles obtidos a partir dos testes de tempo no Capítulo 3.

Entre com seus resultados na tabela do seu livro de atividades e compare os resultados obtidos.

Teste	Ganho K_p	Constante de Tempo τ
Tempo		
Freqüência		

Tabela 4.3 Comparação dos Testes de Tempo e Freqüência

4.2a Se você injetar uma onda senoidal em um sistema linear você obtém:

[a] uma senóide de freqüência diferente.

[b] várias senóides em freqüências diferentes.

[c] uma senóide da mesma freqüência, mas com amplitude e fase diferentes.

[d] uma senóide da mesma freqüência, amplitude e fase.

4.2b Uma senóide de 10 Hz com amplitude de 2 volts pico-a-pico é aplicada em uma planta. A amplitude de saída é medida com 2.4 volts pico-a-pico. Qual é a razão de amplitude da planta nesta freqüência?

4.2c **Uma senóide de 10Hz com amplitude de 1 volt pico-a-pico é aplicada em uma planta. O atraso de tempo entre pico de entrada e pico de saída é de 12ms (0.012 segundos). Qual é o atraso de fase da planta nesta freqüência (em graus)?**

4.2d **Qual das seguintes não é verdadeira. A freqüência de corte de uma atraso de 1ª ordem é a freqüência na qual:**

a) a razão de amplitude está 3dB abaixo do seu valor de baixa freqüência.

b) a fase está atrasada por 45°.

c) o ganho é 1.

d) a inclinação de alta freqüência da razão de amplitude intercepta o valor de baixa freqüência.

4.2e **Os modelos de freqüência e tempo obtidos possuem semelhança razoável com o outro?**
Sim ou Não

4.3 Acurácia dos Testes de Freqüência

Resultados mais acurados poderiam ser obtidos se mais pontos de freqüência fossem testados, mas as três medições de freqüência de corte são consistentes e concordam com os testes do tempo.

Para mostrar que o motor DC pode ser representado por um atraso de primeira ordem, a Fig. 4.3 mostra o diagrama de Bode teórico de um atraso de primeira ordem que possui o ganho e a freqüência de corte medidos. A curva medida também é mostrada. Pode ser observador que o atraso de primeira ordem é um bom modelo de freqüência para o motor DC.

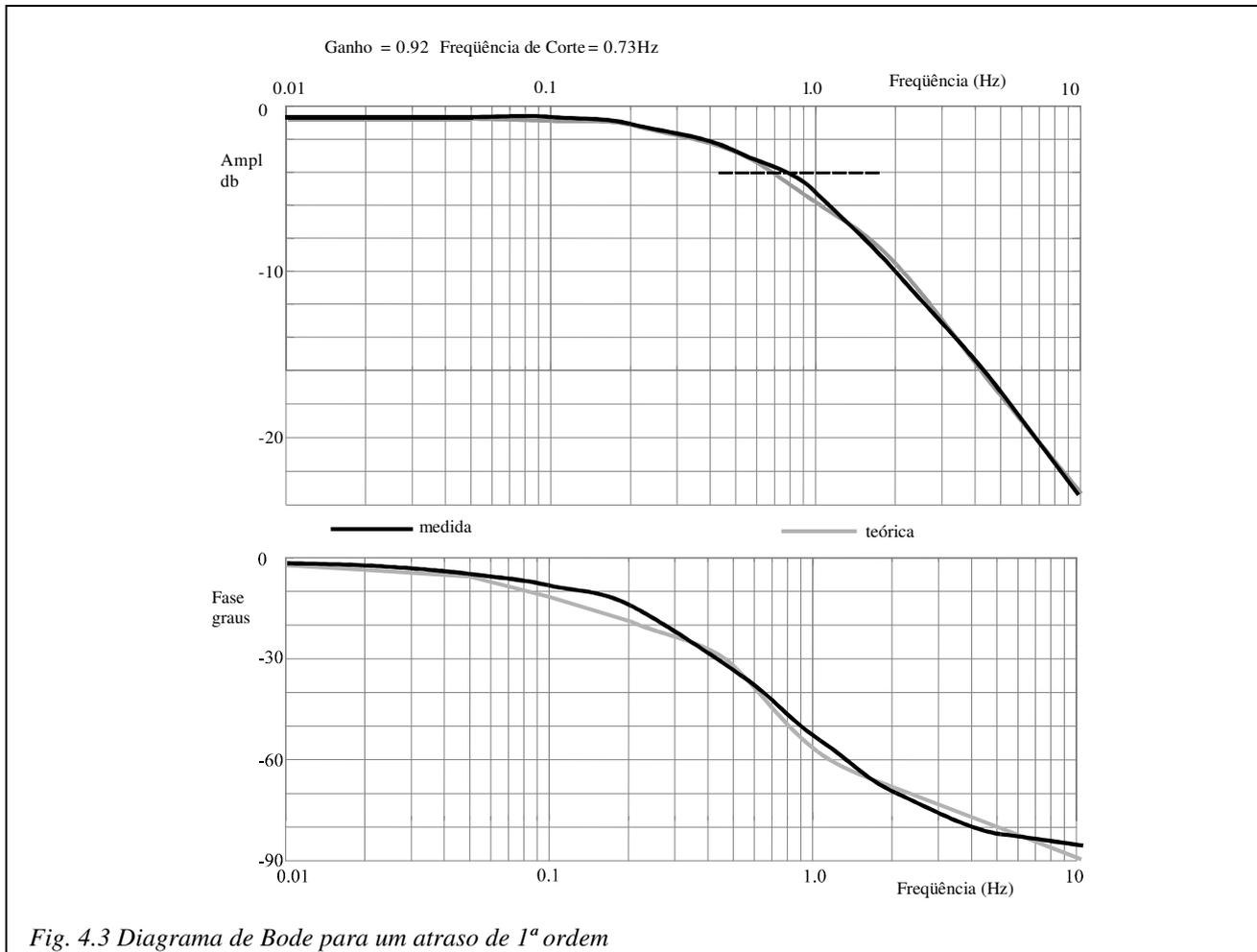



Fig. 4.3 Diagrama de Bode para um atraso de 1ª ordem

Para os que preferem a abordagem matemática, as curvas de resposta em freqüência são descritas pelas equações:

Razão de Amplitude = $\dfrac{\boldsymbol{Ganho}}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}$ e **Fase =** $-\arctan\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)$

onde ω é a freqüência em radianos, e ω_c é a freqüência de corte em radianos.
[arctan ≡ $\tan^{-1}$ ou Inv tan na calculadora do Windows]

4.3a **O motor DC pode ser modelado adequadamente por um atraso de primeira ordem:**
Sim ou Não

4.4 Utilidade dos Diagramas de Bode – Criando Respostas Complexas

É uma característica dos logaritmos que o log de dois números multiplicados juntos é igual à soma do log dos dois números individuais, por exemplo:

log(A x B) = logA + logB

Se uma planta consiste de dois atrasos de primeira ordem um após o outro (em série) então a saída é o múltiplo dos atrasos. Como o diagrama de Bode é um gráfico logarítmico, o diagrama de Bode de dois atrasos é a soma de dois diagramas de Bode individuais. Isto é verdadeiro tanto para amplitude quanto para fase.

As partes de uma planta podem então ser medidas separadamente e a resposta em freqüência total é a soma das partes individuais.

Ao se confeccionar um Diagrama de Bode completo desta maneira, é fácil traduzir a informação em quaisquer outras formas gráficas utilizadas no projeto de sistemas de controle.

4.4a **A resposta em freqüência de uma planta complexa pode ser determinada a partir das respostas em freqüência das partes individuais através:**

[a] da soma dos gráficos de Bode de amplitude e fase individuais.

[b] da multiplicação dos gráficos de Bode de amplitude e fase individuais.

[c] da soma dos gráficos de Bode de amplitude e da multiplicação dos gráficos de Bode de fase.

[d] da multiplicação dos gráficos de Bode de amplitude e da soma dos gráficos de fase de Bode.

4.5 Utilidade dos Gráficos de Bode - Identificação de Respostas Complexas

Como a resposta de uma planta complexa pode ser confeccionada a partir do conhecimento das respostas das partes componentes da planta, então uma planta complexa pode ser identificada a partir do conhecimento das regras dos Diagramas de Bode. Cada atraso adiciona -90° no atraso de fase e uma inclinação de -20 dB/década na resposta de amplitude em alta freqüência. Isto pode ser utilizado para determinar as diferentes constantes de tempo para atrasos de ordem maior. Os gráficos de Bode são a única forma de resposta em freqüência que podem ser utilizados desta maneira para identificar os parâmetros.

A identificação da resposta em freqüência é útil para circuitos eletrônicos, mas tende a ser difícil para plantas industriais, onde as ondas senoidais são sobrepujadas pelo ruído. Os instrumentos eletrônicos denominados de **Analisadores de Função de Transferência** (*Transfer Function Analyzers*) podem ser adquiridos, e podem fazer testes de resposta em freqüência rapidamente. Estes instrumentos são úteis para mecanismos eletromecânicos onde a freqüência de quebra é maior que 1Hz mas, geralmente, não estão disponíveis para processos lentos onde a constante de tempo é medida em minutos ou horas. Você também pode apreciar que levaria um longo tempo para executar o teste de freqüência nestas plantas lentas. A análise no tempo, utilizando técnicas de análise do ruído, são utilizadas para tais processos lentos.

Avaliação dos Alunos 4

1. Se uma planta possui uma freqüência de corte medida de 2Hz, qual é a constante de tempo τ desta planta (em segundos)?

a 0.04 b 0.06 c 0.08 d 0.10

2. O sinal de entrada é de 5 volts p/p e a saída é de 0.5 volts p/p. Qual é a razão de amplitude em decibéis?

a 10 dB b 20 dB c -10 dB d -20 dB

3. A inclinação da resposta de amplitude de um atraso de primeira ordem em alta freqüência é:

a 10 dB/década b 20 dB/ década c -10 dB/ década d -20 dB/ década

4. Um radiano é equivalente a:

a 45° b 57.3° c 60° d 90°

Capítulo 5
Princípios de Realimentação

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Identificar as partes significativas de um sistema de controle realimentado e manipular blocos de função de transferência
- Obter as funções de transferência de malha fechada e de erro a partir das funções de transferência direta e de malha aberta
- Descrever o efeito do fechamento da malha sobre: a resposta em regime permanente, robustez, tempo de resposta e resposta em freqüência

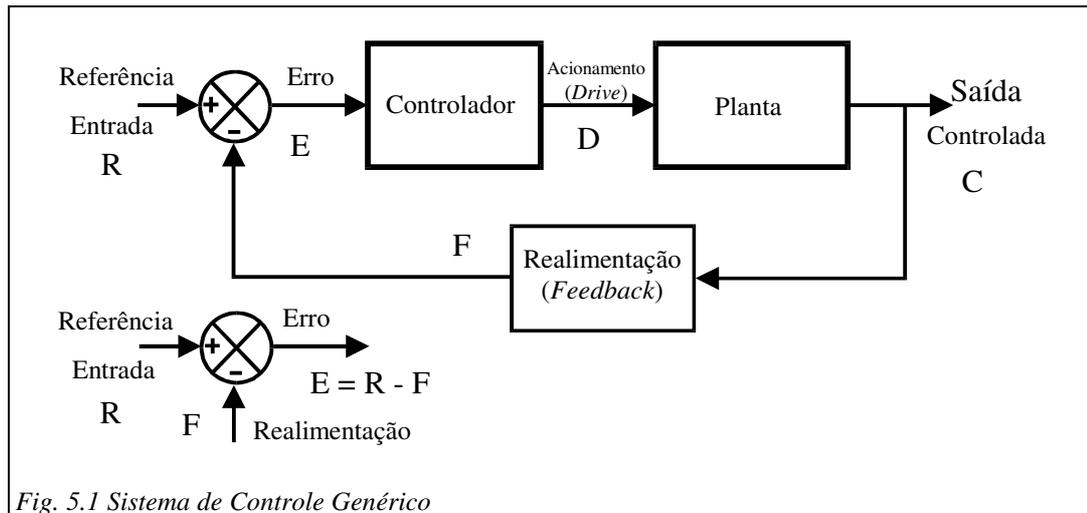
Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

5.1 Introdução à Realimentação

Até aqui, você esteve medindo as características da planta sem controle aplicado. Agora vermos o efeito de adicionar a realimentação.

A Fig. 5.1 é o diagrama de blocos de um sistema de controle genérico.

Fig. 5.1 Sistema de Controle Genérico

Existe uma variável cujo valor é para ser controlado (**Saída-*Output*** ou **Variável Controlada – C**) e uma variável que representa o valor da saída requerido (**Entrada-*Input*** ou **Variável de Referência – R**). Esta saída é trazida via um bloco de realimentação para ser subtraída da entrada para formar o sinal de **Erro – E**. O erro é manipulado pelo **Controlador** para fornecer o **Acionamento-*Drive* – D** que é o sinal que "diz" à planta o que fazer.

Pela medição da saída e a realimentação desta para ser comparada com a entrada, um **Sistema de Controle em Malha Fechada** foi criado.

Este capítulo descreve o desempenho de uma planta simples (atraso de primeira ordem) com um controlador proporcional simples. Você vai observar que este não fornece um controle muito bom. Os últimos capítulos vão apresentar como os controladores podem ser projetados para fornecer um controle apropriado de sistemas simples e complexos.

5.1a O acionamento da planta é criado pela passagem do sinal de erro através do:

[a] bloco de realimentação. [b] bloco controlador.

[c] bloco da planta.

5.1b O sinal de erro é criado pela comparação do sinal de entrada com o:

[a] sinal de realimentação. [b] sinal de acionamento.

[c] sinal de saída.

5.2 Função de Transferência

Para poder analisar tal sistema, é necessário saber as características de cada elemento do sistema. Você já viu como medir as características da planta e o trabalho do engenheiro de controle é decidir sobre as características do controlador e da realimentação. Um método formal de descrever estes elementos e manipula-los é necessário.

O termo **Função de Transferência** é utilizado para descrever a relação entre a entrada e a saída de um bloco e, usualmente, é denotado pelo símbolo **G**..

$$\text{Função de Transferência } G = \frac{\text{Saída}}{\text{Entrada}} \qquad \text{ou} \qquad \text{Saída} = G \times \text{Entrada}$$

As Funções de Transferência podem ser equações no tempo ou na freqüência, mas tudo o que interessa neste momento é que a saída pode ser calculada se a função de transferência e a entrada forem conhecidas.

Os Blocos descritos pelas funções de transferência podem ser conectados em série (um após o outro), como mostra a Fig. 5.2. A saída do primeiro bloco é a entrada do segundo bloco, criando uma conexão série dos dois blocos.

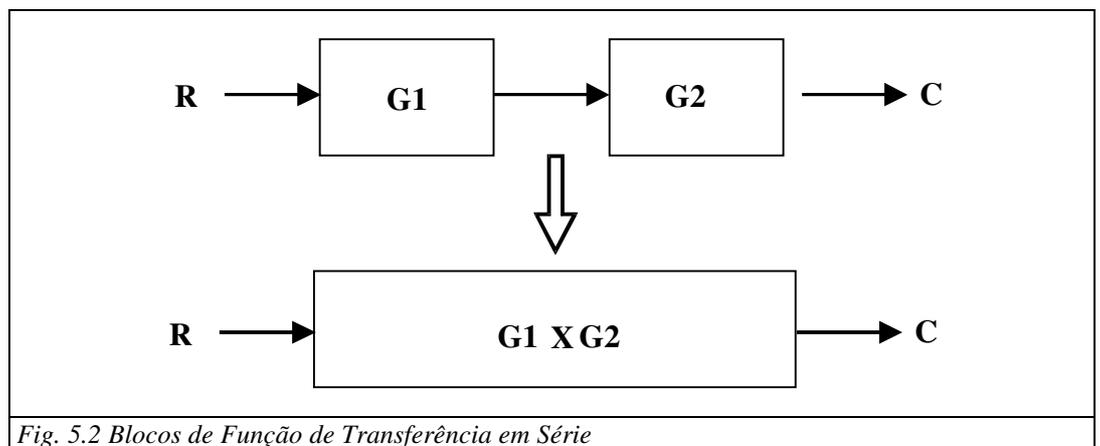



Fig. 5.2 Blocos de Função de Transferência em Série

As Funções de Transferência de blocos em série são multiplicadas.

Se dois blocos estiverem em paralelo, de maneira que ambos possuem a mesma entrada e suas saída forem somadas, então uma conexão em paralelo é obtida, como mostra a Fig. 5.3.

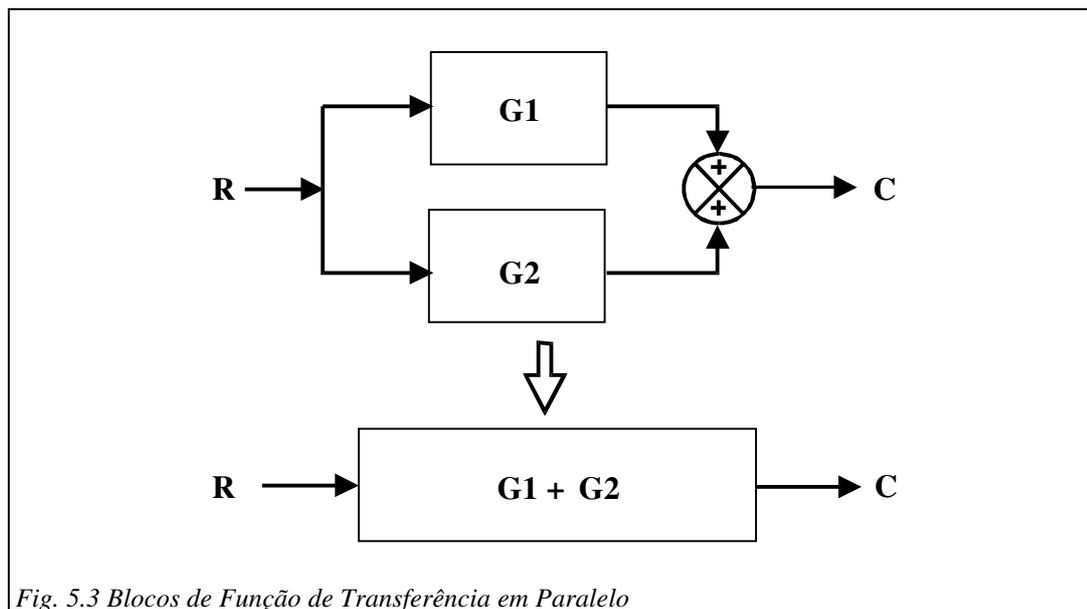



Fig. 5.3 Blocos de Função de Transferência em Paralelo

As Funções de Transferência de blocos em paralelo são somadas.

Lembre-se que estas relações somente fornecerão os resultados corretos se as dimensões ao longo do sistema forem consistentes. Por exemplo (em uma conexão série), se a saída do bloco 1 for uma medição em RPM, então a função de transferência do bloco 2 deve ter uma entrada em RPM (e não, por exemplo, em Hz) mesmo que ambas sejam medidas de velocidade de rotação – existe uma diferença de 60 vezes entre as duas.

Um termo especial é utilizado quando a saída é diretamente proporcional à entrada, tal que não existem constantes de tempo envolvidas. Neste caso, a função de transferência é denominada de **Ganho**, ao qual é dado o símbolo **K**.

Nota: o ganho pode ser menor que 1, e neste caso é denominado de **Atenuação**.

5.2a **Se dois blocos G1 e G2 estiverem em série, o bloco resultante é representado por:**

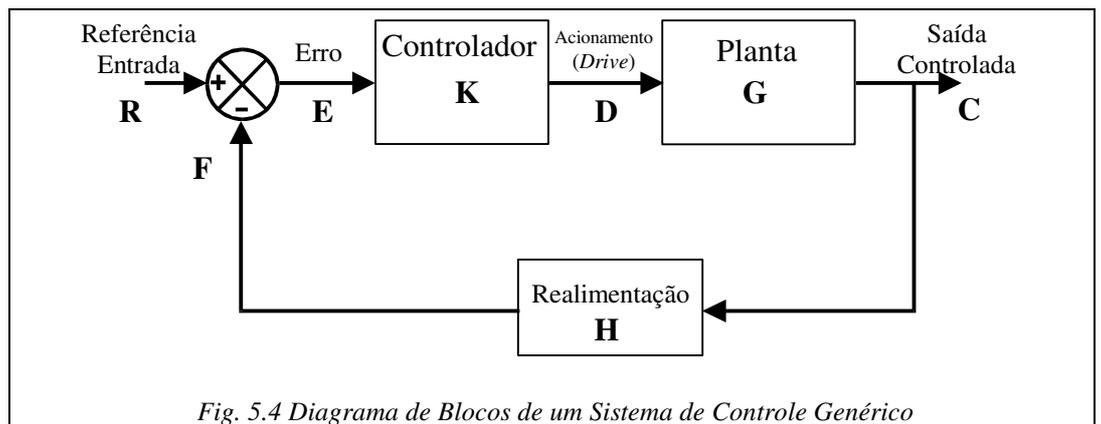
a G1 + G2 b G1 x G2 c G1 - G2 d G1 / G2

5.2b **Se dois blocos G1 e G2 estiverem em paralelo, o bloco resultante é representado por:**

a G1 + G2 b G1 x G2 c G1 - G2 d G1 / G2

5.3 Função de Transferência em Malha Fechada

A Fig. 5.1 foi alterada para obtermos a Fig. 5.4. Cada bloco agora possui um símbolo de função de transferência. K é a função de transferência do controlador, G é a função de transferência da planta e H é a função de transferência da realimentação.

Fig. 5.4 Diagrama de Blocos de um Sistema de Controle Genérico

Ao se analisar a Fig. 5.4 e aplicar as regras de combinação de blocos, pode-se ver que:

$$\boldsymbol{Saída(C) = K \times G \times Erro(E)} \Rightarrow \quad \boldsymbol{C = K.G.E} \qquad \text{Eq. 5.1}$$

e que:

$$\boldsymbol{Erro(E) = Entrada(R) - H \times Saída(C)} \quad \Rightarrow \quad \boldsymbol{E = R - (H \times C)} \qquad \text{Eq. 5.2}$$

Substituindo a Eq. 5.2 para Erro na Eq. 5.1, temos:

$$\mathbf{C = K \times G \times E = K \times G \times [R - (H \times C)] = K.G.R - K.G.H.C}$$

Manipulando este expressão, obtemos a Saída (C) de um lado e a Entrada (R) de outro:

$$\mathbf{C + K.G.H.C = K.G.R \quad \Rightarrow C(1 + K.G.H) = K.G.R \quad \Rightarrow C = \frac{K.G}{1 + K.G.H} R}$$

Traga a entrada novamente para a esquerda para obter a **Função de Transferência de Malha Fechada (FTMF)**:

$$\text{Função de Transferência de Malha Fechada} = \frac{\textbf{\textit{Saída}}}{\textbf{\textit{Entrada}}} = \frac{\boldsymbol{C}}{\boldsymbol{R}} = \frac{\boldsymbol{K.G}}{1 + \boldsymbol{K.G.H}} \qquad \text{Eq. 5.3}$$

K.G é denominada de **Função de Transferência de Alimentação Direta (FTAD)** e **K.G.H** é denominada de **Função de Transferência de Malha Aberta (FTMA)**. A Função de Transferência de Malha Fechada pode então ser escrita como:

$\boldsymbol{FTMF} = \dfrac{\boldsymbol{FTAD}}{1 + \boldsymbol{FTMA}}$, ou, em palavras:

$$\begin{array}{c}\text{Função de Transferência}\\ \text{de Malha Fechada}\end{array} = \frac{\begin{array}{c}\text{Função de Transferência}\\ \text{de Alimentação Direta}\end{array}}{1 + \begin{array}{c}\text{Função de Transferência}\\ \text{de Malha Aberta}\end{array}}$$

Sabendo os valores para as Funções de Transferência da planta, realimentação e controlador, esta equação nos permite predizer como o sistema e malha fechada vai se comportar.

5.4 Função de Transferência de Erro

Algumas vezes é útil saber o montante de erro que existe entre a entrada e a saída, com relação à entrada. A equação para o montante de erro (relativa à entrada) também pode ser derivada das equações 5.1 e 5.2.

$$\mathbf{E = R - H.C = R - H.K.G.E}$$

$$\mathbf{E + K.G.H.E = R \quad \Rightarrow E(1 + K.G.H) = R \quad \Rightarrow \frac{E}{R} = \frac{1}{1 + K.G.H}} \qquad \text{Eq. 5.4}$$

5.5 Desempenho em Malha Fechada – Regime Permanente

O desempenho em malha fechada é descrito pela função de transferência em malha fechada. Para projetar um controlador, precisamos saber o que influencia a função de transferência em malha fechada. Reescreva a equação para a função de transferência em malha fechada:

$$\boldsymbol{FTMF = \frac{C}{R} = \frac{K.G}{1 + K.G.H}}$$

Para o desempenho em Regime Permanente, não precisamos considerar os efeitos dinâmicos, de maneira que cada uma das funções de transferência pode ser representada por seu ganho. O desempenho transitório será considerado na Seção 5.7. Dividindo o numerador e denominador por KG obtermos:

$$\mathbf{\frac{C}{R} = \frac{1}{\frac{1}{K.G} + H}} \qquad \text{Eq. 5.5}$$

Na maioria dos sistemas, existe realimentação direta, então H = 1. Esta é denominada de **Realimentação Unitária**.

K está sob nosso controle, de maneira que podemos tornar K.G alto. 1/(K.G) então seria muito menos que 1, e neste caso este termo pode ser ignorado e a saída fica igual à entrada.

$$\frac{C}{R} = \frac{1}{0+1} = 1 \quad \Rightarrow \quad \therefore C = R \quad \text{ou} \qquad \text{Saída} = \text{Entrada}$$

Se fosse tão fácil. Existem duas dificuldades para incrementar o ganho. Uma é o efeito de transitório que serão considerados posteriormente e a outra é o ruído na medição. Como você pode ter percebido, a velocidade de medição disponível no tacômetro tende a ser ruidosa. Se o ganho for alto, este ruído é amplificado e afeta o desempenho do motor.

Vamos observar isto na prática.

Erro de Velocidade em Regime Permanente com Ganho Proporcional

Para este exercício, o sistema é ajustado para controlar a velocidade do motor. O diagrama de blocos do sistema é mostrado na Fig. 5.5.

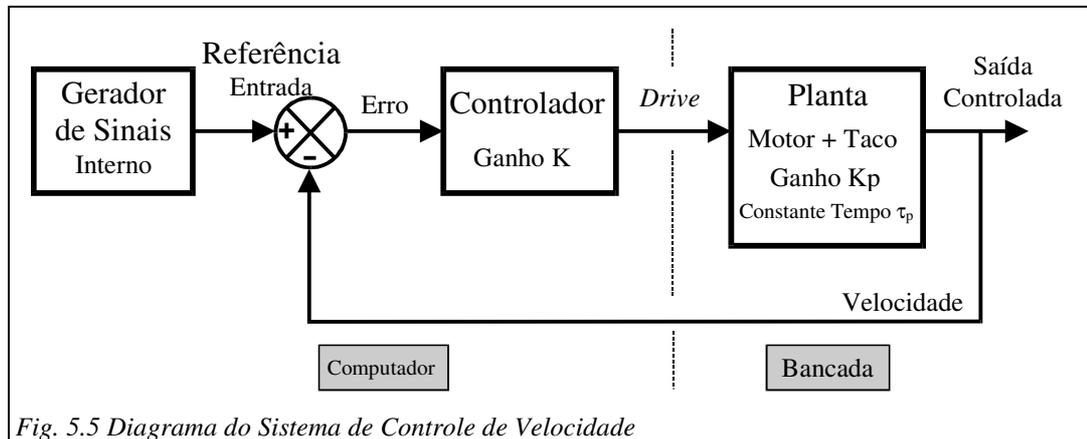



Fig. 5.5 Diagrama do Sistema de Controle de Velocidade

O circuito é arranjado de maneira que a tensão do tacômetro (medição da velocidade do motor) é comparada com a velocidade demandada pelo gerador de sinais. A diferença entre estes dois sinais, o erro, é amplificada e utilizada para acionar o motor.

Inicie o software VCL e proceda **Load setup | CA06PE05**. A figura na tela deve ser comparada com a Fig. 5.5. O sinal de entrada é o traço 1 (azul escuro), a velocidade de saída é o traço 4 (púrpura), o Erro é o traço 3 (verde escuro) e o Acionamento (Drive) é o traço 5 (marrom). A figura na tela mostra onde estas medições devem ser feitas.

Arquivo CA06PE05	**Controlador** Proporcional	**Planta** MS15 Analógico		**Display** Gráfico	
Gerador de Sinais		**Graph**			
Sinal	Nível DC	1 Entrada	ON	5. Drive	ON
Nível	0%				
Offset	50%	3 Erro	ON		
Taxa	100 ms	4 Velocidade	ON		
Referência	Interna (Internal)				
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**		Desengatado	
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**		180°	

No Capítulo 3, o ganho K_p do motor foi determinado. Substituindo K_p por G fornece o ganho de malha de alimentação direta $K.G = K.K_p$. A tensão de velocidade é realimentada diretamente, de maneira que $H = 1$. Neste caso, a Função de Transferência de Malha Fechada pode ser escrita como:

$$FTMF = \frac{C}{R} = \frac{K.K_p}{1 + K.K_p} \qquad \text{Eq. 5.6}$$

e a Resposta de Erro, a partir da Eq. 5.4, é:

$$\frac{E}{R} = \frac{1}{1 + K.K_p} \qquad \text{Eq. 5.7}$$

Verifique se o ganho K na caixa de ganho da tela está ajustada em 1 e ligue o motor. Analise como o erro diminui à medida que o ganho aumenta. Com a velocidade de referência ajustada em 2.5V (50%), meça a Velocidade de Saída e o Erro à medida que o ganho aumenta. Faça estas medições para os valores de ganho mostrados na Tabela 5.1 e entre com os resultados no seu livro de atividades. Se o motor começar a fazer muito barulho com ganho alto, abandone os ajustes para ganho alto, pois isto pode danificar o motor.

Tensão de Entrada, R = 2.5 volts, Ganho da Planta K_p = [ ]

Ganho K	Velocidade (Volts)	C/R	C/R Teórico	Erro (Volts)	E/R	E/R Teórico	Comentário
1							
2							
5							
10							
20							
50							
100							

Tabela 5.1 Acurácia à medida que o ganho aumenta.

Desabilite o motor.

De acordo com as predições, à medida que o ganho aumenta, , C/R → 1 e E/R → 0. Porém, com ganho alto a saída torna-se ruidosa e o motor começa a fazer ruídos peculiares.

O Erro em Regime Permanente diminui à medida que o ganho da malha aumenta.

A observação do sinal de Acionamento (Drive) deve mostrar que este sinal fica mais ruidoso à medida que o ganho aumenta – todo o ruído de medição do tacogerador está sendo amplificado. Este ruído não é bom para o motor.

5.5a **A realimentação unitária significa que a Função de Transferência H fica igual a:**

a	0	b	1	c	2	d	10

5.6 Desempenho em Malha Fechada – Sensibilidade a Distúrbios na Carga

No Capítulo 3, você viu que a mudança de carga pela adição do freio de correntes de foucault mudou sensivelmente tanto o ganho quanto a constante de tempo do motor. Vamos verificar o que acontece agora para a velocidade quando a carga adicional inserida no sistema em malha fechada.

Ajuste o ganho para K = 10 e habilite o motor. Adicione a carga (freio) e observe que existe pouca variação na velocidade, em relação à grande mudança na velocidade descrita no Capítulo 3. A melhoria é resultado da realimentação.

Desabilite o motor.

O fechamento da malha diminui a sensibilidade a mudança dentro da planta. O sistema é considerado mais robusto.

O controle de velocidade foi o problema que foi resolvido pelo primeiro dispositivo de controle. James Watt estava usando suas novas máquinas a vapor para alimentar fábricas. À medida que as máquinas acionadas por correias eram engatadas ou desengatadas do motor, a velocidade mudava, resultando em um produto de baixa qualidade. Em 1788 ele desenvolveu o controlador de 'Esfera Flutuante' - 'Flying Ball' para regular a velocidade das máquinas. À medida que a velocidade caía, a válvula de vapor abria. À medida que a velocidade aumentava, a válvula era fechada. O Controlador de Esfera Flutuante é um controlador proporcional mecânico e alguns modelos ainda estão em uso atualmente.

5.6a **Quando o freio de corrente de foucault é aplicado, a velocidade:**

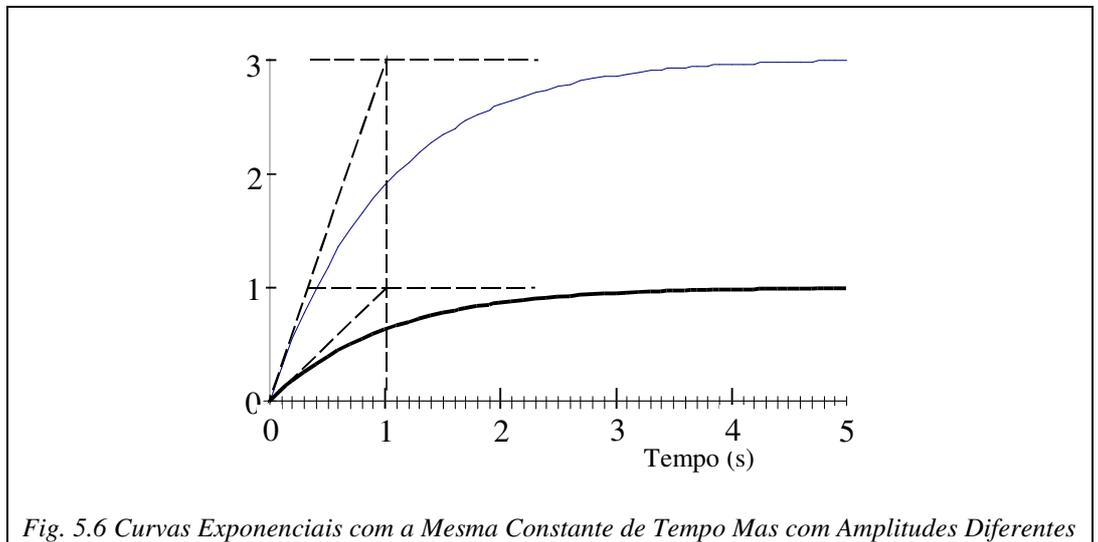
a	caiu muito.	b	caiu pouco.
c	não mudou.	d	aumentou.

5.7 Desempenho em Malha Fechada - Transitório

Se τ_p for a constante de tempo da planta, como medido no Capítulo 3, e τ_{cl} for a constante de tempo do sistema em malha fechada, pode-se mostrar, para o sistema de controle de velocidade do motor que temos, que:

$$\mathbf{t_{cl}} = \frac{\mathbf{t_p}}{\mathbf{1 + K.K_p}} \qquad \text{Eq. 5.8}$$

À medida que o ganho do controlador é aumentado, a constante de tempo cai, levando a um aumento de velocidade do sistema. Por que isto acontece se a inércia e a fricção do motor não mudaram? Considere a Fig. 5.6:

Fig. 5.6 Curvas Exponenciais com a Mesma Constante de Tempo Mas com Amplitudes Diferentes

As duas curvas exponenciais mostradas possuem a mesma constante de tempo, mas são de amplitude diferente. Existe uma razão de 3:1 em amplitude. Como a curva maior tem de cobrir 3 vezes a distância no mesmo intervalo de tempo, inicialmente ela deve estar se movendo 3 vezes mais rápido do que a curva menor.

Em um sistema realimentado, é o erro amplificado que fornece o acionamento. Inicialmente o erro é da magnitude da mudança em degrau e este é amplificado de maneira que é necessário um grande sinal para acionar o motor, injetando mais energia no sistema. Esta é a teoria. Na prática, isto não é bem assim.

Mude a configuração como indicado pela Tabela abaixo.

Arquivo CA06PE05	**Controlador** Proporcional	**Planta** MS15 Analógico		**Display** Gráfico	
Gerador de Sinais		**Graph**			
Sinal	Degrau	1 Entrada	ON	5. Drive	ON
Nível	20%				
Offset	0%	3 Erro	ON		
Taxa	10 ms	4 Velocidade	ON		
Referência	Interna (Internal)				
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**		Desengatado	
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**		180°	

Utilizando seu valor medido de ganho K_p e a constante de tempo τ_p do Capítulo 3, calcule a constante de tempo esperada τ_{cl} para cada um dos ganhos na Tabela 5.2 utilizando a Eq. 5.5. Meça a constante de tempo real utilizando a mesma técnica que foi utilizada no Capítulo 3 para medir constantes de tempo e entre com os valores teóricos e experimentais no seu livro de atividades.

Para ajudar, o controle *Time* deve ser ajustado em x8 e o controle *Magnify* em 5 no canal 4. Devido à fricção estática, não é fácil medir a constante de tempo com K = 1 então, para esta medição somente, ajuste *Level* para 40%.

K_p = ☐ τ_p = ☐ segundos

Ganho K	Constante de Tempo Teórica	Constante de Tempo Medida
1		
2		
3		
4		
5		
10		

Tabela 5.2 Redução da Constante de Tempo com Ganho Aumentando

Para K = 1 → 3, o valor de constante de tempo segue a teoria, , i.e. o aumento do ganho diminui a constante de tempo. Porém, acima de K = 3, a teoria cai à medida que a constante de tempo não diminui proporcionalmente ao aumento de ganho. A constante de tempo com K = 10 deve ser de aproximadamente 1/5 daquela com K = 1. Por que não?

Ajuste K = 10 e observe o sinal de Acionamento (Drive) – o traço marrom. Quando o degrau ocorre, o erro inicial é de 2V. O acionamento, teoricamente, deve ser K x Erro = 20V. Mas o sinal de acionamento máximo disponível é de somente 5V, de maneira que o sistema fica saturado. Muito menos energia que o esperado está sendo realimentada para o motor, de maneira que o transitório não diminui como esperado. Uma vez que o acionamento satura, o tempo de subida do transitório torna-se quase constante.

Este é um dos efeitos não-lineares práticos que foram mencionados anteriormente.

A velocidade de resposta para um transitório deve aumentar com o aumento do ganho, mas a inclinação inicial é limitada pelo sinal de acionamento máximo.

5.7a **À medida que o ganho do controlador é aumentado, você esperaria que o erro de regime permanente:**

a aumentaria.
b ficaria o mesmo.
c diminuiria.

5.7b **O erro em regime permanente se comporta como esperado?**
Sim ou Não

5.7c **O aumento no ganho foi limitado por:**

a linearidade.
b saturação no acionamento.
c ruído no sistema.

5.7d **À medida que o ganho do controlador é aumentado, você esperaria que a constante de tempo de malha fechada:**

a aumentasse.
b ficaria a mesma.
c diminuiria.

5.7e **A constante de tempo medida se comporta como esperado (diminuindo até que a saturação seja atingida) sobre a faixa de ganhos medidos?**
Sim ou Não

5.7f **Utilizando seus valores medidos para o ganho da planta K_p e a constante de tempo τ_p, calcule o ganho K necessário para uma constante de tempo de malha fechada de 75 ms.**

5.8 Desempenho em Malha Fechada – Resposta em Freqüência

Como a constante de tempo é reduzida pelo aumento do ganho, seria esperado que a freqüência de quebra aumentaria pois a freqüência de quebra é o inverso da constante de tempo. A medição da resposta em freqüência não é, como você observou, uma tarefa fácil, mas o efeito do ganho sobre a resposta em freqüência pode ser ilustrado pela observação da mudança de fase.

Mude a configuração como indicado pela Tabela abaixo.

Arquivo CA06PE05	**Controlador** Proporcional	**Planta** MS15 Analógico	**Display** Gráfico
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	Seno	1 Entrada ON	5. Drive ON
Nível	20%		
Offset	0%	3 Erro ON	
Taxa	1 Hz	4 Velocidade ON	
Referência	Interna (Internal)		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

Meça o atraso de fase da saída para três ajustes de ganhos mostrados na Tabela 5.3 e entre com os valores no seu livro de atividades. Compare esta figura com o atraso de fase em malha aberta nesta freqüência, como medido no Capítulo 4.

Atraso de fase de malha aberta a 1 Hz	

Atraso de fase de malha fechada a 1 Hz	
K = 1	
K = 5	
K = 10	

Tabela 5.3 Atraso de Fase em Malha Fechada

O atraso de fase foi reduzido, indicando que a freqüência de quebra não aumenta com o aumento de ganho. Desta vez, o aumento continua à medida que o ganho aumenta. Se você observar o sinal de acionamento, você vai observar que, mesmo para um ganho de 10, não está saturado. Como o sinal de entrada não possui degraus, o erro nunca é grande demais e o sistema fica dentro da região linear.

5.8a **Os atrasos de fase medidos estavam de acordo com o esperado?**
Sim ou Não

5.9 Sumário do Controle Realimentado Proporcional

O controle proporcional simples melhora o desempenho de um sistema. À medida que o ganho aumenta, o erro em regime é reduzido, o sistema fica mais robusto e aumenta a velocidade de resposta. Porém, o ganho não pode ser aumentado indefinidamente, pois o ruído do sistema é amplificado pelo ganho elevado. Além disso, restrições de potência limitam o montante pelo qual o sistema pode ganhar velocidade.

Como existe somente uma variável de controle K, o engenheiro de controle pode projetar para um erro em regime especificado ou para uma constante de tempo especificada. Você não pode atender duas especificações com uma variável de controle.

Avaliação dos Alunos 5

1. Um sistema em malha fechada é criado quando a entrada é comparada com a:

- a saída.
- b acionamento.
- c erro.
- d taxa de mudança da saída.

2. Uma planta consiste de dois blocos em série. Eles têm ganhos de 10 e 2. O ganho total da planta é:

- a 2
- b 10
- c 12
- d 20

3. Uma planta consiste de um atraso simples com um ganho de 12 possui um controle em malha fechada com realimentação unitária e um ganho de controlador de 1.5. Se a entrada for de 2V, a tensão de saída é:

- a 1.8
- b 1.9
- c 2.0
- d 25

4. Qual das seguintes faz com que a constante de tempo de malha fechada não diminua à medida que o ganho aumenta:

- a erro experimental.
- b saturação no acionamento.
- c tempo morto do amplificador.
- d computação lenta.

5. À medida que o ganho aumenta, a freqüência de quebra:

- a aumenta.
- b diminui.
- c fica a mesma.
- d é imprevisível.

Capítulo 6
Controle de Posição Proporcional

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Considerar o desempenho excelente, em regime permanente, de um servossistema proporcional de posição
- Considerar o desempenho péssimo, no transitório, de um servossistema proporcional de posição

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

6.1 Introdução aos Servomecanismos

O controle de posição utilizando um motor DC é uma das principais aplicações do controle. Muitas das soluções de controle foram desenvolvidas para este tipo de problema – principalmente devido ao aperfeiçoamento da mira de armas de artilharia pelos militares. Existem muito mais aplicações civis para este tipo de controle. O motor DC também é denominado de Servomotor e este ramo do controle é denominado **Servomecanismos**.

A Fig. 6.1 mostra um esboço do sistema de teste que temos. A Fig. 6.2 é o diagrama de blocos do sistema.

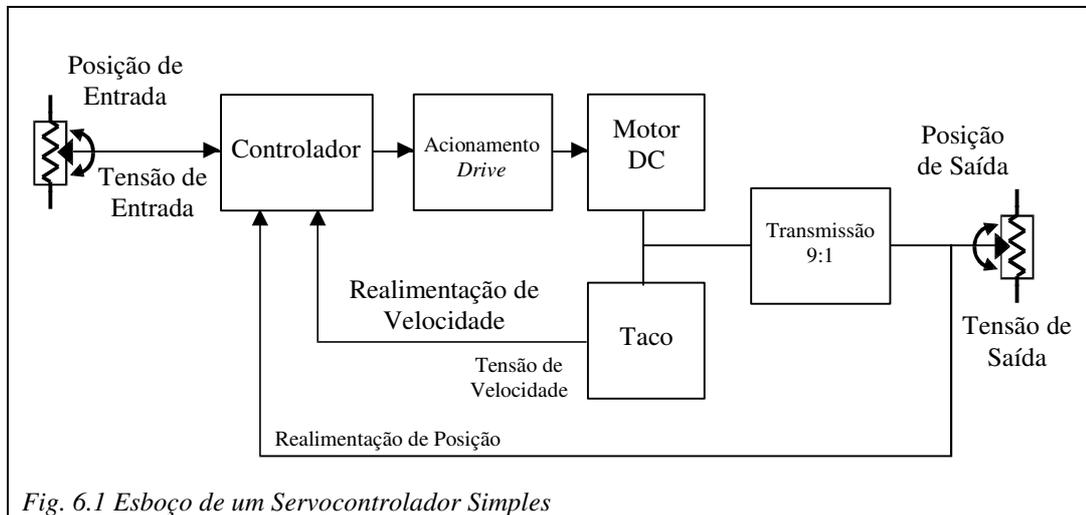



Fig. 6.1 Esboço de um Servocontrolador Simples

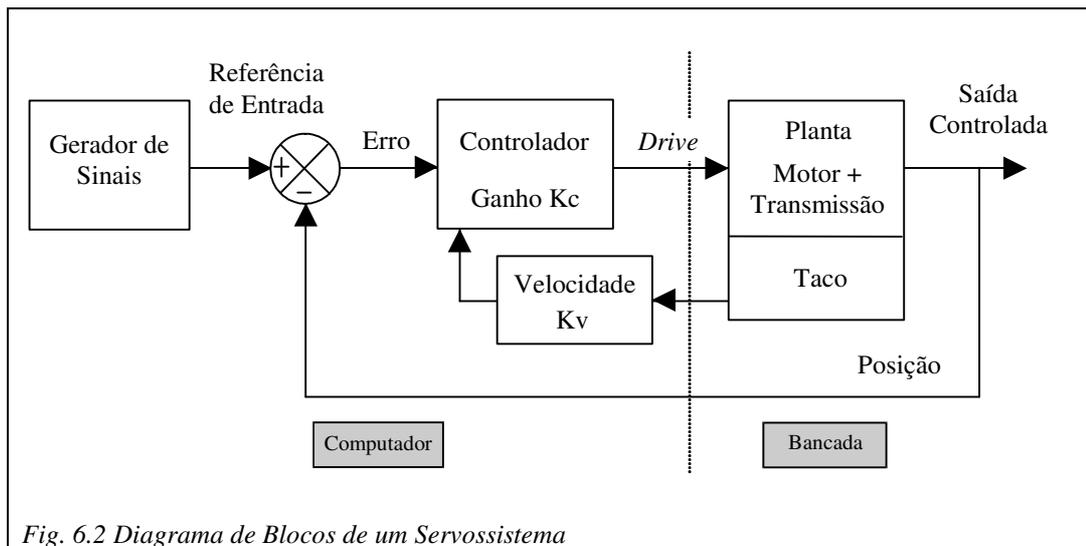



Fig. 6.2 Diagrama de Blocos de um Servossistema

No seu tipo mais simples de aplicação, o operador de artilharia gira um dial, para girar o cano da arma na direção horizontal requerida; e um outro dial para elevar o cano para o ângulo vertical requerido no horizonte. Quando o cano é posicionado corretamente, a arma de artilharia é disparada. É importante colocar a arma apontando para o alvo no menor intervalo de tempo possível.

Controle de Posição Proporcional

Vamos investigar o comportamento de um sistema de controle de posição com controle proporcional.

Inicie o software VCL e proceda: **Load setup | CA06PE06**.

Arquivo CA06PE06	**Controlador** Servo	**Planta** MS15 Analógico		**Display** Gráfico	
Gerador de Sinais		**Graph**			
Sinal	Degrau	1 Entrada	ON	5. Drive	OFF
Nível	20%	2 Posição	ON		
Offset	0%	3 Erro	OFF		
Taxa	10 ms	4 Velocidade	OFF		
Referência	Externa				
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**		Engatado	
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**		180°	

Verifique se o ganho do controlador K_c está ajustado em 0.8 e VFB (Realimentação de Velocidade – *Velocity Feedback*) está desligado (Off). A caixa de controle adicional rotulada VFB não está ativa durante este investigação. Verifique se o potenciômetro de saída está engatado e então ligue a alimentação.

Para ilustrar que este é um servo de posição, gire o Potenciômetro de Comando entre 30° e 300° e observe o dial de saída acompanhar, embora um tanto lento. Aumente K_c para 5 e gire o dial de entrada novamente. Desta vez, o dial de saída se move muito mais rápido mas oscila antes de chegar a um valor em regime. Em algum lugar entre estes dois ganhos pode haver um ajuste ótimo.

Você pode verificar o comportamento do sistema na tela. O traço 1 (azul escuro) é a posição de entrada e o traço 2 (azul) é a posição de saída. Os outros 3 traços, Erro, Velocidade e Acionamento (*Drive*), estão disponíveis para outras partes do exercício, mas no momento estão desligados.

Mude a entrada de Referência para **Interna (Internal)**. O gerador de sinais deve ser ajustado para **Degrau (Step) 20%**. Você vai observar a resposta ao degrau do sistema de controle de posição em malha fechada no traço azul. Com $K_c = 5$, esta resposta oscilatória é diferente de qualquer resposta observada com o sistema de controle proporcional de velocidade no último capítulo.

6.1a **Quando o ganho está baixo, qual das seguintes descreve melhor o movimento do potenciômetro de saída à medida que ele tenta seguir o disco de entrada?**

- [a] Lenta.
- [b] Rápida sem oscilações.
- [c] Rápida com muitas oscilações.

6.1b **Quando o ganho está alto, qual das seguintes descreve melhor o movimento do potenciômetro de saída à medida que ele tenta seguir o disco de entrada?**

- [a] Lenta.
- [b] Rápida sem oscilações.
- [c] Rápida com muitas oscilações.

6.2 Comportamento em Regime Permanente

Ajuste $K_c = 2.5$ e compare os traços de entrada e saída depois que o transitório tiver se esgotado. Você vai verificar que eles são indistinguíveis. Mesmo com este ganho baixo, as condições em regime permanente foram alcançadas.

No Capítulo 5, equação 5.5, foi estabelecido que a função de transferência em regime permanente para um sistema com realimentação unitária seria:

$$\frac{\mathbf{C}}{\mathbf{R}} = \frac{\mathbf{K.G}}{\mathbf{1+K.G}} = \frac{\mathbf{1}}{\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{K.G}}+\mathbf{1}}$$

Um ganho elevado é requerido para fornecer uma função de transferência em malha fechada de 1. Mas, a partir das observações feitas, pareceria que C/R = 1 com um valor baixo de ganho K_c.

Por que é assim? A resposta reside no efeito de integração entre velocidade e posição. Em qualquer velocidade em regime, após um tempo infinito, você terá viajado uma distância infinita, de maneira que podemos dizer que o ganho em regime permanente de um integrador é infinito.

O efeito da integral pode ser observado de outra maneira. Qualquer erro de posição irá acionar o motor. A realimentação garante que o motor será acionado para reduzir este erro. O motor vai parar quando não houver mais erro.

Isto pode ser explicado diagramaticamente. Examine a Fig. 6.3. Quando o erro, e portanto a velocidade, for um valor em regime, a posição será uma rampa – ignorando os efeitos de atraso de transitório do motor. A posição é a integral da velocidade, ou, em outras palavras, a soma de todas das velocidades sobre o tempo.

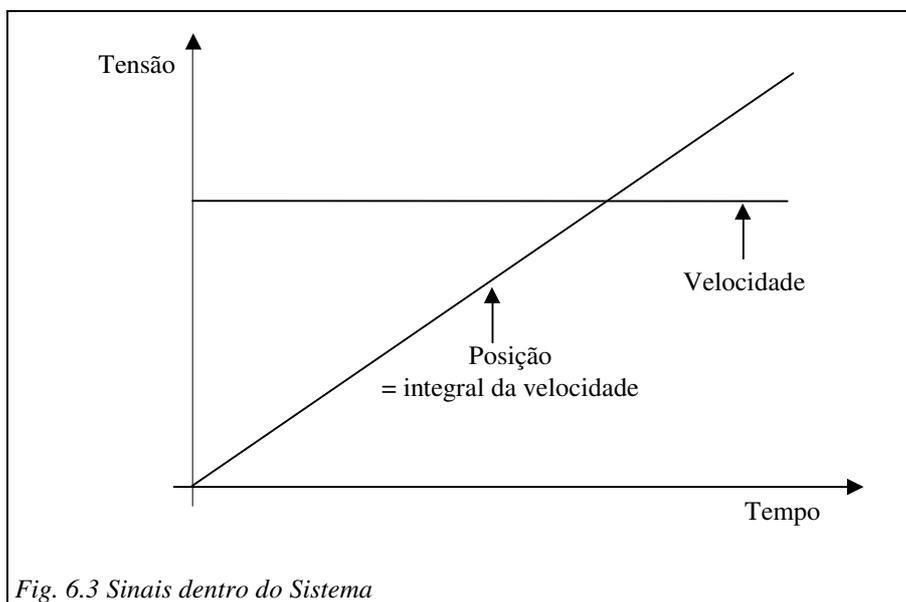



Fig. 6.3 Sinais dentro do Sistema

Você pode ver o que acontece com o motor se você observar pequenas ‘fatias’ no tempo do sinal. Isto é mostrado na Fig. 6.4. Quando o degrau for aplicado, existe um erro elevado, de maneira que o motor gira em alta velocidade e a posição sobe em rampa rapidamente. No final do primeiro período, a saída se moveu na direção da entrada, de maneira que o erro foi reduzido e o motor agora gira mais lentamente. A posição também muda mais lentamente. No final de cada período, o motor está girando mais lentamente e a posição está mudando mais lentamente mas ela eventualmente irá para um ponto onde não podemos distinguir a posição de saída da posição de entrada.

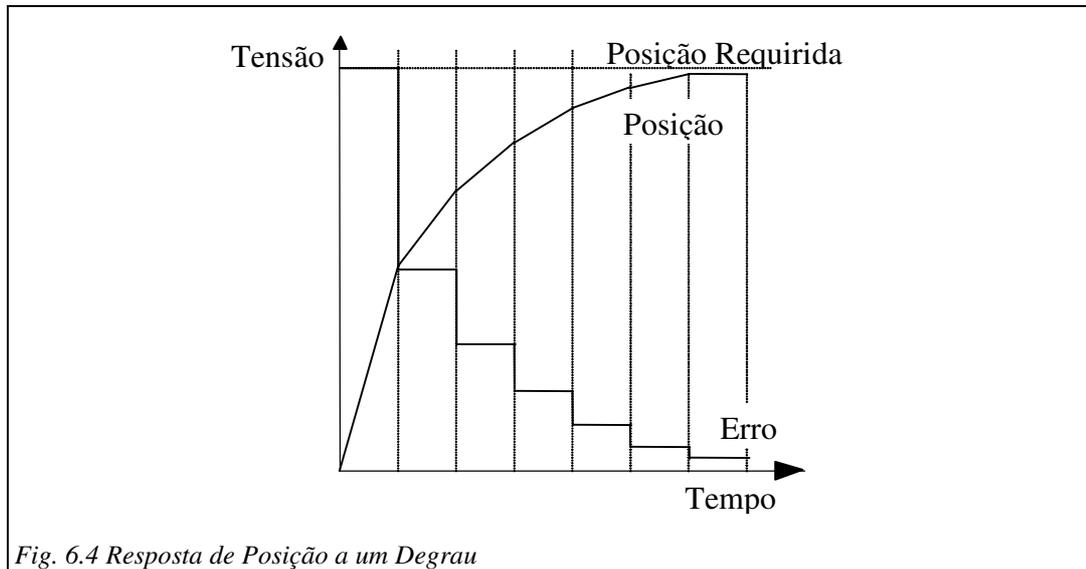



Fig. 6.4 Resposta de Posição a um Degrau

Ajuste K_c = 0.8 e você vai observar a posição (canal 2) e o erro (canal 3) se comportarem da maneira descrita embora os traços estejam muito mais suaves.

Para o controle de velocidade, o motor poderia ser descrito por seu ganho e constante de tempo. Como a posição é a integral da velocidade, em sistemas de controle de posição o motor é descrito por seu ganho, sua constante de tempo e um efeito de integração.

Um sistema de controle de posição (com um efeito de integração no caminho de alimentação direta) não terá erro em regime permanente a uma entrada de posição em regime.

Com ganho baixo, o erro em regime permanente pode não ter sido zero. Isto é devido a considerações práticas. Se você observar a Fig. 2.1 no seu livro de atividades, você vai verificar que uma tensão pequena de acionamento é requerida antes do motor se mover. Isto, e a fricção estática nos mancais, pode causar um pequeno erro em regime quando o ganho for baixo.

6.2a **A não ser quando o ganho é muito baixo, a saída sempre alcança o valor em regime ajustado?**
Sim ou Não

6.3 Comportamento no Transitório

Comparado com o sistema de controle de velocidade, a presença do efeito adicional de integração entre velocidade e posição elimina o erro em regime permanente. Porém, a integração cria problemas com o comportamento no transitório.

Aumente K_c para 3 e você vai observar o problema. Embora o valor de regime permanente seja atingido, eventualmente, existem muitos problemas para chegar aqui. Se você estivesse em um plataforma e ele oscilasse assim, você não gostaria muito.

Poderíamos apenas deixar o ganho em 0.8, mas isto não nos daria a resposta mais rápida.

Na Fig. 6.3, os efeitos do atraso do motor foram ignorados. Isto é adequado para ganho baixo, mas não quando o ganho aumenta. A inclusão do efeito de atraso fornece sinais como aqueles da Fig. 6.5.

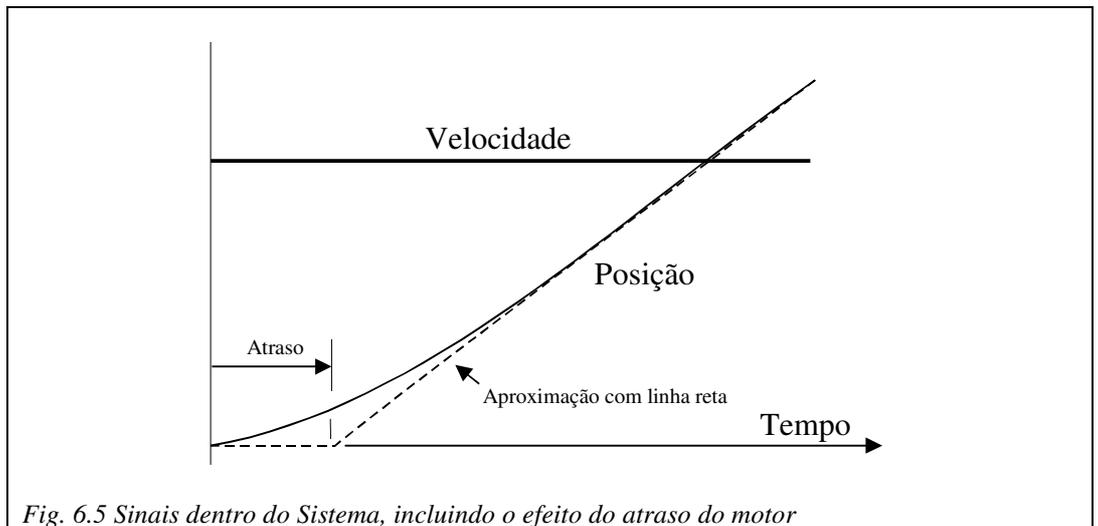
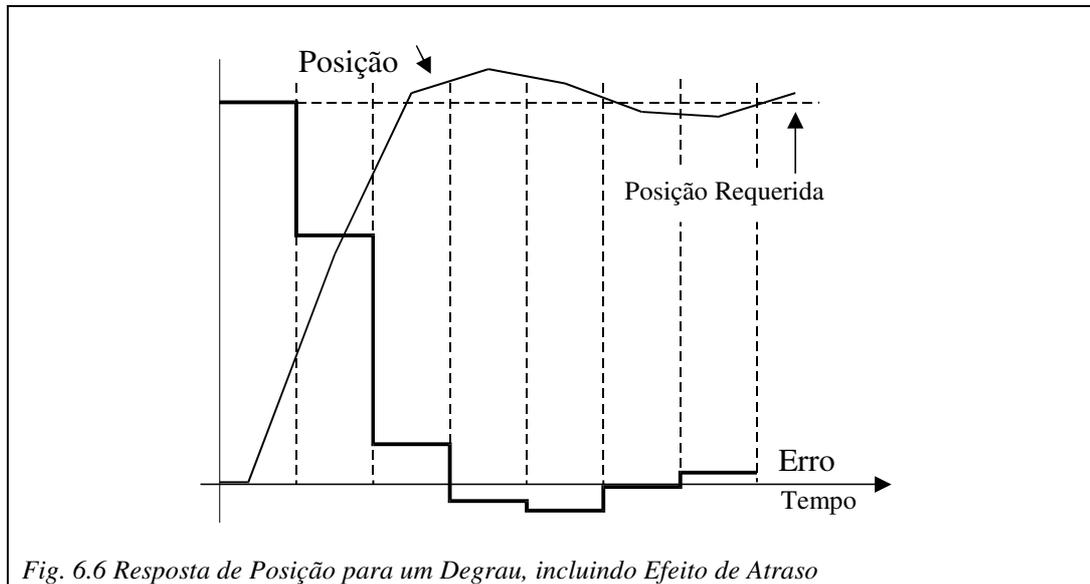



Fig. 6.5 Sinais dentro do Sistema, incluindo o efeito do atraso do motor

Quando o degrau é aplicado, existe um atraso antes do motor atingir a velocidade demandada. Isto faz com que a posição fique atrasada do sinal ideal. Se este atraso for adicionado à aproximação linear, a resposta mostrada na Fig. 6.6 resulta.

Fig. 6.6 Resposta de Posição para um Degrau, incluindo Efeito de Atraso

Dentro de cada fatia de tempo, a mudança na posição fica atrasada com relação ao sinal que aciona a velocidade.

Quando o sinal de erro atinge zero, 'dizendo' ao motor para parar, o motor gira além da posição requerida, devido ao seu atraso inercial. O motor então tem de ser revertido para permitir que o potenciômetro de posição alcance a posição requerida. O atraso tende a tornar o sistema menos estável.

O servossistema que possui somente o controle proporcional pode fornecer uma resposta adequada, mas, com somente um controle, um sistema pode ser projetado para uma velocidade específica de resposta ou para um grau específico de oscilação.

6.3a **Qual das seguintes contribui menos para as oscilações de transitório:**

a O ganho alto que aciona o motor em alta velocidade.

b O atraso inercial do motor.

c A dimensão do degrau de entrada.

6.4 Sensibilidade aos Distúrbios de Carga

Ajuste K_c para 2.0. A posição em regime permanente está na posição demandada. Aplique o freio, ajustando-o para a posição 2. A posição em regime permanente ainda está no nível demandado. Devido ao efeito de integração, a saída sempre irá atingir seu nível demandado em regime independentemente da carga – desde que o motor esteja suficientemente adequado.

Mas existe um problema de transitório introduzido por cargas variantes.

Com o freio na posição 2, ajuste Kc para obter uma resposta que não oscile quando o degrau for aplicado. Agora retire o freio e observe o que acontece no transitório. A saída apresenta um sobresinal antes de atingir o valor em regime. A carga possui um efeito sobre a resposta transitória. Portanto, o ajuste do ganho para obter uma boa resposta transitória sob uma condição de carga pode resultar em uma resposta ruim para uma carga diferente – um elevador cheio seria lento para atingir um andar, e um elevador com pouca carga oscilaria demasiadamente.

6.4a **É verdadeiro que o aumento da carga pela aplicação do freio não possui efeito sobre o desempenho em regime permanente?**
Sim ou Não

6.4b **O aumento da carga pela aplicação do freio torna a resposta transitória:**

[a] mais lenta.

[b] mais oscilatória.

[c] fica a mesma.

6.5 Sumário

O controle de Posição adiciona um efeito de integração no sistema. Isto fornecer um desempenho ótimo em regime permanente, mas o ajuste de ganho pode fornecer uma variedade de respostas transitórias – desde lentas até oscilatórias – dependendo da carga.

Um entendimento do desempenho oscilatório é necessário antes que maneiras de aumentar a velocidade da resposta sem causar oscilações possam ser introduzidas.

Avaliação dos Alunos 6

1. Qual das seguintes não é verdadeira. Em um sistema de controle de posição, o erro de posição em regime permanente é zero porque:

- [a] o ganho em baixa freqüência de um integrador é alto.
- [b] o erro é integrado até que não exista erro.
- [c] a posição de entrada é comparada com a posição de saída para produzir um sinal de erro.
- [d] a tensão de saída é somada à tensão de entrada para criar o acionamento do motor.

2. À medida que o ganho proporcional aumenta, a resposta transitória:

- [a] fica mais lenta.
- [b] não muda.
- [c] aumenta sua velocidade, mas não é oscilatória.
- [d] aumenta sua velocidade, mas é oscilatória.

3. Comparado a um sistema em malha aberta, o fechamento da malha sob condições de carga variante:

- [a] não tem efeito.
- [b] elimina a mudança no erro em regime permanente.
- [c] elimina o erro em regime permanente.
- [d] aumenta o erro em regime permanente.

Capítulo 7
Comportamento de Sistemas de Segunda Ordem

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Distinguir entre sistemas subamortecidos, criticamente amortecidos e sobreamortecidos
- Relacionar o sobresinal e a freqüência amortecida ao coeficiente de amortecimento e a freqüência natural
- Descrever a forma da resposta ao degrau e a resposta em freqüência de um sistema de segunda ordem

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

7.1 Sistemas de Segunda Ordem

Em sistemas de controle de velocidade, a planta foi caracterizada por sua constante de tempo, que é determinada pela inércia do rotor e pela fricção viscosa. Este arranjo pode ser descrito matematicamente por uma equação diferencial de primeira ordem.

O sistema de controle de posição possui um efeito de integração entre velocidade e posição. Isto faz com que o servomecanismo de controle de posição se torne um sistema de segunda ordem.

Como um sistema de primeira ordem é caracterizado por sua constante de tempo, poderia se esperar que um sistema de segunda ordem fosse caracterizado por duas constantes de tempo. Embora alguns sistemas de segunda ordem possam ser descritos desta maneira, a grande maioria dos sistemas em malha fechada não podem ser descritos de maneira tão elementar.

No Capítulo 6, foi observado que, à medida que o ganho aumentou, o sistema de controle de posição se tornou cada vez mais oscilatório. A Fig. 7.1 mostra como a resposta ao degrau muda à medida que o ganho proporcional aumenta em um sistema de segunda ordem típico.

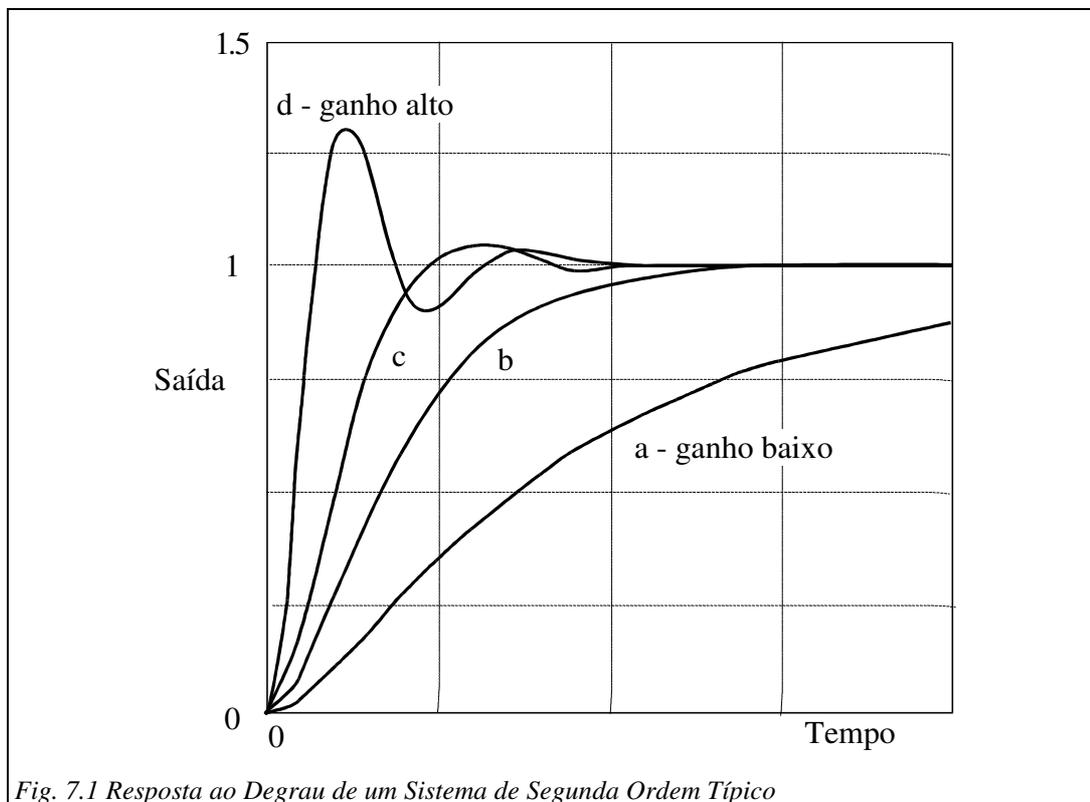



Fig. 7.1 Resposta ao Degrau de um Sistema de Segunda Ordem Típico

Quando o ganho está baixo, a resposta é lenta e é denominada **Sobreamortecida**. Uma resposta sobreamortecida é caracterizada por duas constantes de tempo separadas.

A curva ‘b’ mostra a resposta mais rápida que este sistema pode apresentar sem oscilações. Esta resposta é denominada **Criticamente Amortecida**. Uma resposta criticamente amortecida é caracterizada por duas constantes de tempo, ambas com o mesmo valor.

Com ganho alto, a resposta apresenta sobresinal e oscila. Este tipo de resposta é denominada **Subamortecida**. Uma resposta subamortecida não pode ser caracterizada por constantes de tempo. Matematicamente, ela é descrita como uma senóide com decaimento.

Ao examinar a Fig. 7.1, a “melhor” resposta apareceria em algum lugar entre as curvas ‘b’ e ‘c’. Antes que possamos predizer o ganho necessário para fornecer uma resposta especificada, precisamos saber como descrever o comportamento de um sistema de segunda ordem.

Os sistemas subamortecidos são frequentemente descritos pelo montante da resposta que apresenta sobresinal e pela freqüência na qual eles oscilam.

Existem outros dois parâmetros utilizados para descrever sistemas de segunda ordem – o **Coeficiente de Amortecimento** e a **Freqüência Natural da Oscilação**.

Para poder predizer o sobresinal e a freqüência de oscilação de um sistema em malha fechada, devemos explanar como os diferentes parâmetros estão relacionados ao ganho e a constante de tempo da planta sendo controlada.

7.1a **Um sistema de controle de posição pode ser descrito como uma:**

- a sistema de 1ª ordem.
- b sistema de 2ª ordem.
- c sistema de 3ª ordem.
- d sistema de 4ª ordem.

7.1b **Os sistemas de controle de posição são projetados para serem:**

- a sobreamortecidos.
- b criticamente amortecidos.
- c levemente subamortecidos.
- d muito subamortecidos.

7.1c **A característica de um sistema levemente subamortecido é que ele:**

[a] se aproxima do regime permanente lentamente.

[b] não apresenta sobresinal.

[c] pode apresentar um pequeno sobresinal.

[d] apresenta sobresinal e possui oscilações evanescentes.

7.1d **O sobresinal aumenta à medida que o ganho aumenta:**
Sim ou Não

7.2 Sobresinal e Coeficiente de Amortecimento

Sobresinal

O Sobresinal é o valor pelo qual uma resposta vai além do valor em regime permanente antes de convergir. A Fig. 7.2 mostra a resposta de um sistema subamortecido típico.

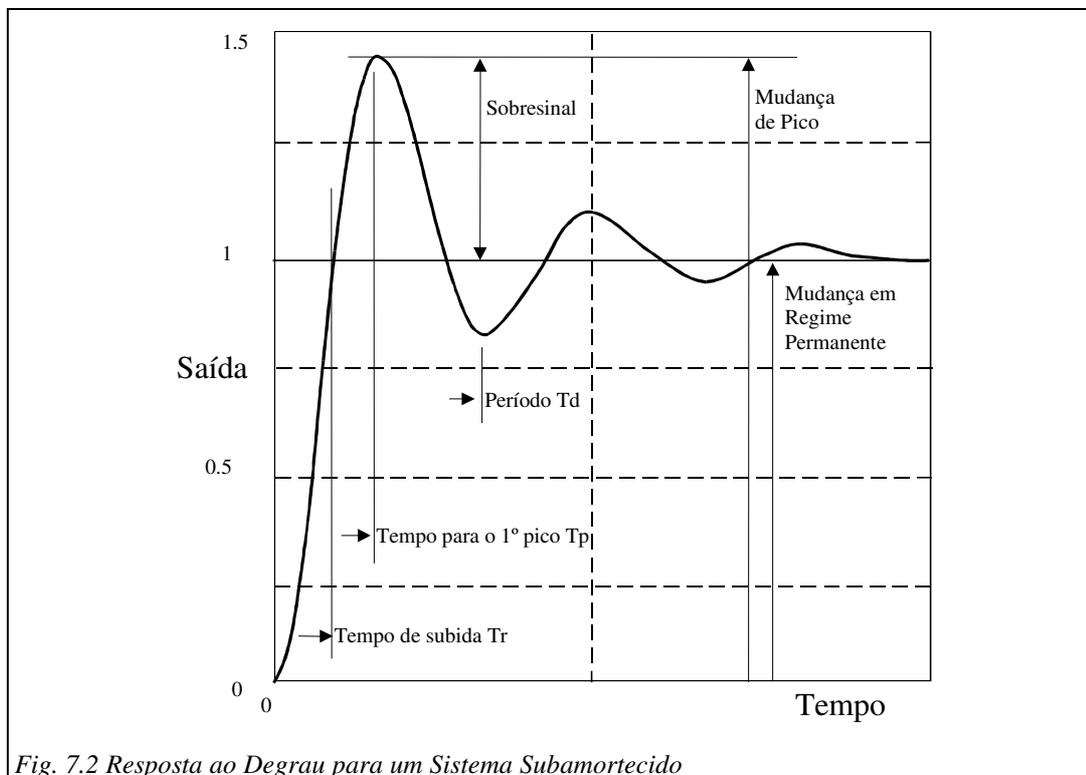



Fig. 7.2 Resposta ao Degrau para um Sistema Subamortecido

O Sobresinal pode ser medido a partir da resposta ao degrau. É dado pela razão:

$$\frac{\text{Mudança de Pico na Saída} - \text{Mudança em Regime na Saída}}{\text{Mudança em Regime na Saída}}$$

O Sobresinal é usualmente expresso como uma porcentagem, que é a razão acima multiplicada por 100.

Coeficiente de Amortecimento

Nas equações que descrevem o comportamento do sistema, o sobresinal não é um parâmetro fácil de ser tratado. Outro parâmetro, denominado **Coeficiente de Amortecimento** é utilizado e este dá uma indicação de intensidade do sobresinal em um sistema. O Coeficiente de Amortecimento tem o símbolo ζ (Zeta). ζ tem um valor de 1 quando o sistema é criticamente amortecido, menor do que 1 quando subamortecido e maior do que 1 quando sobreamortecido.

$\zeta < 1$ Subamortecido – oscilações com decaimento
$\zeta = 1$ Criticamente Amortecido – sem sobresinal
$\zeta > 1$ Sobreamortecido – sistema lento.

O objetivo do projeto de um sistema de controle é, frequentemente, obter uma resposta rápida sem sobresinal ou com pouco sobresinal. Usualmente, os sistema são projetados para ζ na faixa de 0.7 a 1.

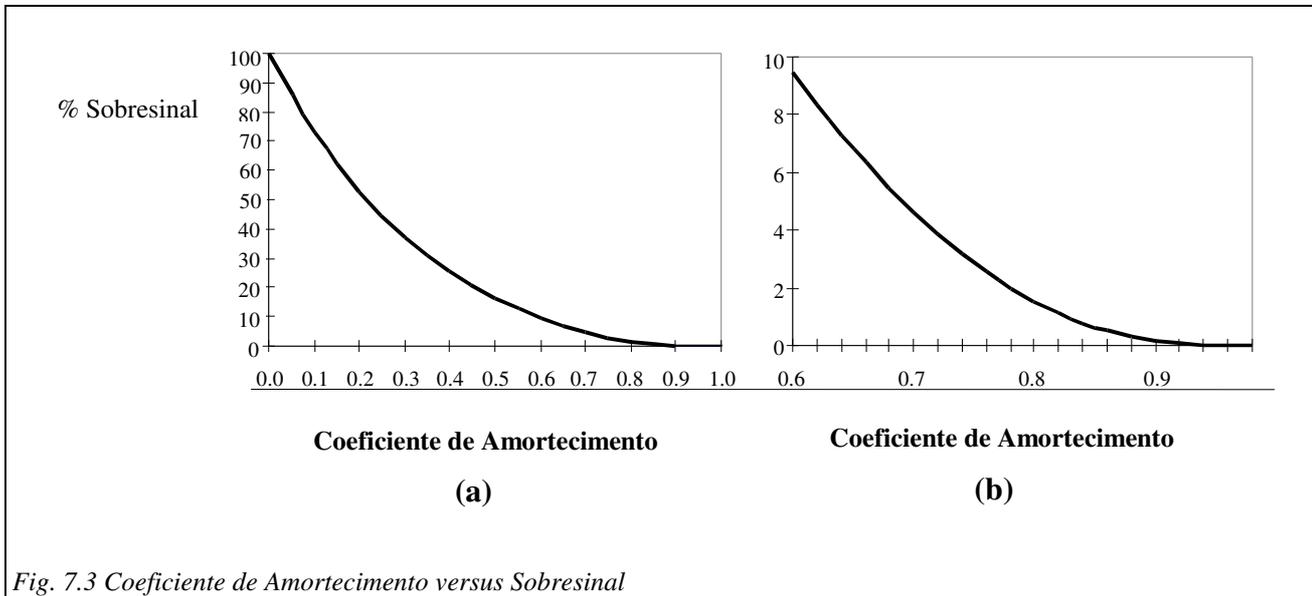
A intensidade do sobresinal é totalmente dependente do Coeficiente de Amortecimento. A medição do sobresinal permite que o coeficiente de amortecimento seja calculado e o conhecimento de ζ permite que o sobresinal seja calculado. Eles estão ligados pelas equações:

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{1+\left[\frac{\pi}{\ln(\text{taxa de sobresinal})}\right]^2}} \qquad \text{Eq. 7.1a}$$

$$\text{Taxa de sobresinal} = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad \Rightarrow \quad \%\ \text{sobresinal} = 100 \times e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \qquad \text{Eq. 7.1b}$$

O logaritmo natural ln (= $\log_e$) está na tecla **ln** da calculadora do Windows.

Para poupar vários cálculos, o gráfico desta relação foi traçado na Fig. 7.3. A Fig. 7.3b mostra a região de maior interesse para os engenheiros de controle.

Fig. 7.3 Coeficiente de Amortecimento versus Sobresinal

7.2a **O coeficiente de amortecimento pode ser obtido pela medição do sobresinal:**
Sim ou Não

7.2b **A melhor resposta é obtida quando:**

[a] $\zeta > 1$	[b] $\zeta = 1$
[c] $0.7 < \zeta < 1$	[d] $\zeta < 0.7$

7.2c **Uma resposta apresentar um sobresinal de 4%. Qual é o coeficiente de amortecimento?**

7.2d **Uma resposta possui um coeficiente de amortecimento de 0.8. Qual é o sobresinal percentual?**

7.3 Freqüências de Oscilação Amortecida e Natural

Freqüência Amortecida

A freqüência na qual um sistema subamortecido oscila é denominada **Freqüência Amortecida**, ω_d. Esta pode ser determinada pela medição do intervalo de tempo entre picos positivos sucessivos se, como mostra a Fig. 7.2, existir mais de um ciclo.

O inverso do período de um ciclo é sua freqüência em Hertz:

$f_d = \frac{1}{T_d} \quad \Rightarrow \quad \omega_d = 2\pi f_d = \frac{2\pi}{T_d}$ onde T_d é o período da oscilação.

O tempo para o primeiro pico, T_p, é metade do período. A freqüência amortecida pode então ser obtida pela medição do tempo até o primeiro pico:

$$\omega_d = \frac{\pi}{T_p}$$

Freqüência Natural

Se não houver amortecimento ($\zeta = 0$), o sistema oscilaria continuamente com uma freqüência que é denominada **Freqüência Natural** do sistema. A esta é dado o símbolo ω_n. A relação entre as freqüências Natural e Amortecida é:

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\zeta^2}} \qquad \text{Eq. 7.2a}$$

$$\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \qquad \text{Eq. 7.2b}$$

Pode ser observado na Fig. 7.1 que ω_d aumenta à medida que o ganho aumenta, o que implica que o aumento no ganho faz o sistema trabalhar mais rápido, mas com o ônus de um sobresinal cada vez maior.

7.3a A freqüência natural é a freqüência na qual o sistema irá oscilar quando:

a $\zeta > 1$

b $\zeta = 1$

c $\zeta < 1$

d $\zeta = 0$

7.4 Relacionando ζ e ω_n aos Parâmetros de Malha Aberta

Os sistemas de segunda ordem são caracterizados pelo Coeficiente de Amortecimento ζ e Freqüência Natural ω_n , dos quais o sobresinal e a freqüência amortecida podem ser obtidos. Para poder projetar um sistema, precisamos saber como, em um sistema de malha fechada, ζ e ω_n relacionam-se com os parâmetros da planta K_p, K_i e τ que foram medidos nos Capítulos 3 e 4.

O modelo mostrado na Fig. 7.4 foi desenvolvido.

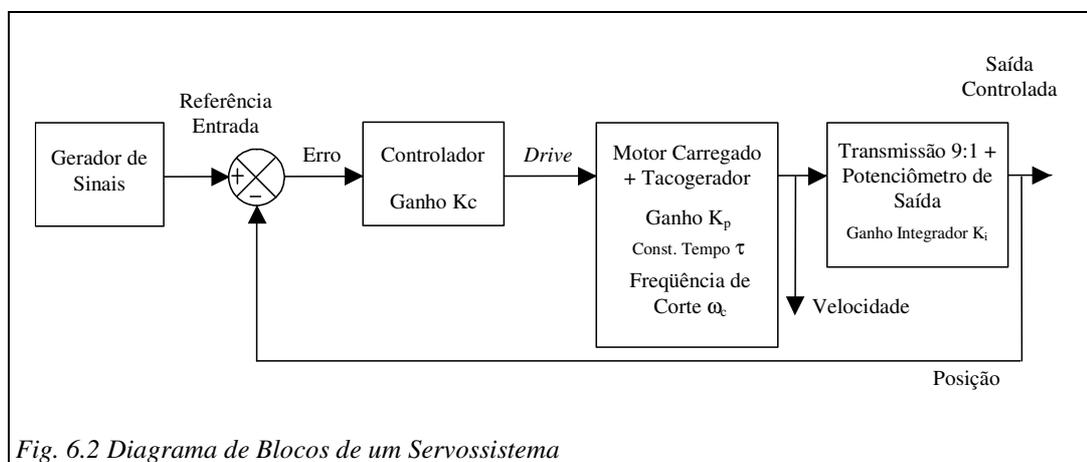



Fig. 6.2 Diagrama de Blocos de um Servossistema

Os dois parâmetros descrevendo o sistema são o ganho (K_p x K_i) e a Constante de Tempo τ. A constante de tempo também pode ser especificada como sua inversa, a freqüência de corte ω_c. O ganho proporcional no controlador também deve ser considerado, de maneira que o ganho de alimentação direta do servossistema é $K = K_c \times K_p \times K_i$.

Fator de Amortecimento

A análise das equações do sistema mostram que:

Coeficiente de Amortecimento $\zeta = \sqrt{\frac{\omega_c}{4K}}$ Eq. 7.3

O Amortecimento Crítico ocorre quando $\zeta = 1$. A partir da equação 7.3, isto ocorre para $K = \frac{\omega_c}{4}$.

Quando $K > \frac{\omega_c}{4}$, $\zeta < 1$ e o sistema é subamortecido.

Com $K < \frac{\omega_c}{4}$, $\zeta < 1$ e o sistema é sobreamortecido.

Para obter a melhor resposta, que fica entre $0.7 < \zeta < 1$, ajuste K entre $\frac{\omega_c}{2}$ e $\frac{\omega_c}{4}$.

> **Exemplo –** Uma planta te um ganho K_p de 1 e um ganho de integrador K_i de 10. Se a freqüência de quebra for de 5 rad/s, qual é o valor de ganho necessário para obter um sobresinal de 5%?
>
> Observe a Fig. 7.3b. O sobresinal de 5% requer um coeficiente de amortecimento de 0.7. A partir da equação 7.3:
>
> $$0.7 = \sqrt{\frac{5}{4 \times K_c \times 1 \times 10}}$$
>
> $$0.49 = \frac{5}{40 \times K_c}$$
>
> $$K_c = \frac{1}{8 \times 0.49} = 0.255$$

Sabendo o modelo da planta, o ganho do controlador pode ser utilizado para ajustar o sobresinal do sistema em malha fechada.

Freqüência Natural

Pode-se mostrar também que a Freqüência Natural $\omega_n = \sqrt{K\omega_c}$ Eq. 7.4

A partir da eq. 7.2b, a Freqüência Amortecida $\omega_d = \sqrt{K\omega_c(1-\zeta^2)}$ Eq. 7.5

Ou, substituindo a equação 7.3 para ζ na 7.5:

$$\omega_d = \sqrt{K\omega_c - \frac{\omega_c^2}{4}}$$

Lembre-se que, com $\zeta \geq 1$, não existe ω_d pois o sistema é representado por dois termos de atraso.

Exemplo – Utilizando o mesmo sistema que no exemplo anterior, qual é o tempo para o primeiro pico?

$$\omega_d = \sqrt{0.255 \times 1 \times 10 \times 5 - \frac{25}{4}} = \sqrt{12.75 - 6.25} = \sqrt{6.5} = 2.53 \text{ rad/s}$$

$$T_p = \frac{\pi}{w_d} = \frac{\pi}{2.53} = 1.24\text{s}$$

Como ω_c é fixada pelo motor e outras partes mecânicas do sistema, o ganho K_c é a única variável de controle no controle proporcional. A variação de K_c afeta tanto ω_d quanto ζ.

Utilizando somente o controle com ganho proporcional, podemos projetar para um sobresinal específico ou um tempo para o primeiro pico específico, mas não para ambos. Técnicas adicionais serão introduzidas no próximo capítulo, e estar permitirão que tanto ω_d quanto ζ sejam controladas.

7.4a O ganho para a melhor operação é:

a $K < \frac{\omega_c}{4}$ b $K = \frac{\omega_c}{4}$ c $\frac{\omega_c}{2} > K > \frac{\omega_c}{4}$ d $K < \frac{\omega_c}{2}$

7.4b Uma planta possui um ganho K_p de 2 e um ganho de integrador K_i de 2. Se a freqüência de quebra for de 10 rad/s, qual ganho é requerido para fornecer uma freqüência amortecida de 13 rad/s?

7.5 Verificação Experimental destas Relações

Vimos que um ganho crescente deve aumentar a freqüência amortecida e reduzir o coeficiente de amortecimento. Mas a freqüência natural e o coeficiente de amortecimento não são passíveis de medição direta, de maneira que vamos medir o sobresinal e o tempo para o primeiro pico. A partir destas medições vamos calcular ω_n e ζ usando as medições anteriores de K_p, K_i e ω_c.

Inicie o software VCL e proceda **Load setup | CA06PE07**.

Arquivo CA06PE07	**Controlador** Servo	**Planta** MS15 Analógico		**Display** Gráfico	
Gerador de Sinais		**Graph**			
Sinal	Degrau	1 Entrada	ON	5. Drive	ON
Nível	30%	2 Posição	ON		
Offset	0%	3 Erro	OFF		
Taxa	10 ms	4 Velocidade	OFF		
Referência	Interna				
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**		Engatado	
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**		180°	

Ajuste o ganho K_c em 1.5 e K_v em 0 (VFB não é utilizado neste exercício).

Ligue a alimentação e, quando um gráfico completo tiver sido desenhado, congele os traços e habilite os marcadores de tempo (*Time Markers*).

- Utilizando os marcadores, meça a mudança da saída em regime permanente e a mudança de pico da saída. Isto permite que o sobresinal seja calculado.
- Obtenha o coeficiente de amortecimento ζ a partir da Fig. 7.3.
- Meça o tempo para o primeiro pico.
- Calcule a freqüência amortecida ω_d e então a freqüência natural ω_n.

Entre com estes valores na Tabela 7.1 do seu livro de atividades

Ganho K_c	Sobresinal	ζ	T_p (s)	ω_d (rad/s)	ω_n (rad/s)
1.5					

Tabela 7.1 Medição do Fator de Amortecimento e da Freqüência Natural

Utilizando o modelo obtido nos Capítulos 3 e 4, calcule os valores esperados para o coeficiente de amortecimento e freqüência natural com K_c = 1.5. Entre com os valores na Tabela 7.2.

K_c	K_p	K_i	ω_c rad/s	ζ	ω_n rad/s
1.5					

Tabela 7.2 Valores calculador para Coeficiente de Amortecimento e Freqüência Natural

Estes resultados estão dentro do esperado, considerando as não-linearidades dentro do acionamento do motor e o erro experimental neste experimento e naqueles utilizados para levantar os parâmetros da planta.

7.5a **Comparado com os valores calculados, os valores experimentais para coeficiente de amortecimento e freqüência natural:**

[a] foram quase exatos.

[b] foram razoavelmente próximos.

[c] foram completamente díspares.

7.5b **Quais das seguintes não contribuiria para erros entre os valores medidos e calculados para coeficiente de amortecimento e freqüência natural:**

[a] não-linearidades no amplificador de acionamento.

[b] erros na medição de ganho de malha aberta e constante de tempo.

[c] erros na medição de sobresinal e freqüência amortecida.

[d] erros de computação.

7.6 Resposta ao Degrau de Segunda Ordem

Tempo de Subida (*Rise Time*)

A Fig. 7.2 mostra a resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem com o tempo para o primeiro pico e o sobresinal marcados.

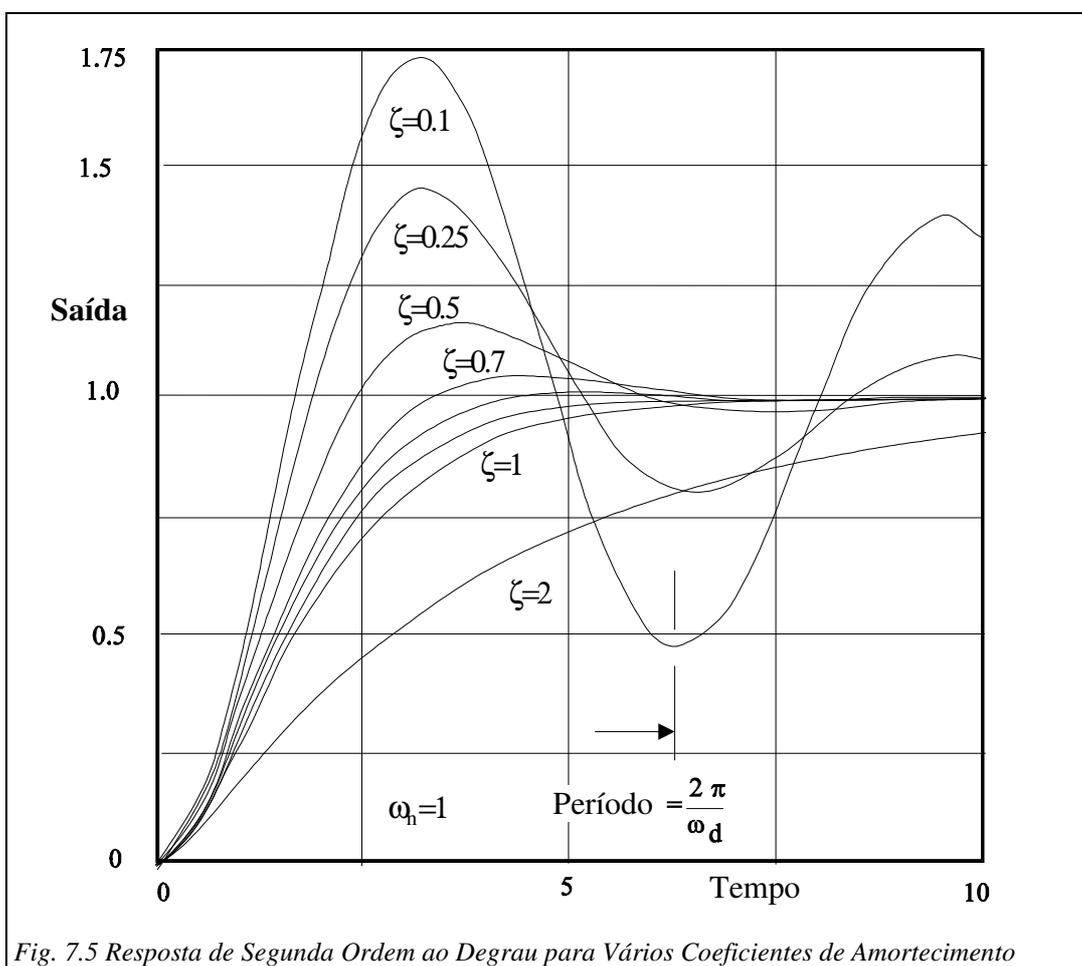
Até este ponto, a resposta no tempo tem sido descrita por T_p, o tempo para o primeiro pico. Com pequenos sobresinais, este tempo pode ser de difícil medição, de maneira que o **Tempo de Subida (*Rise Time*)**, $\mathbf{T_r}$, é utilizado ao invés do T_p. Neste contexto, o tempo de subida é o tempo que leva para que a resposta ao degrau atinja seu valor final pela primeira vez. Obviamente, isto só tem sentido se houver um sobresinal. O tempo de subida é dependente tanto da freqüência amortecida quando do coeficiente de amortecimento. Para um dado coeficiente de amortecimento, o tempo de subida é proporcional ao inverso da freqüência amortecida, e assim temos:

$$T_r \alpha \frac{1}{\omega_d}$$

Tempo de Decaimento (*Decay Time*)

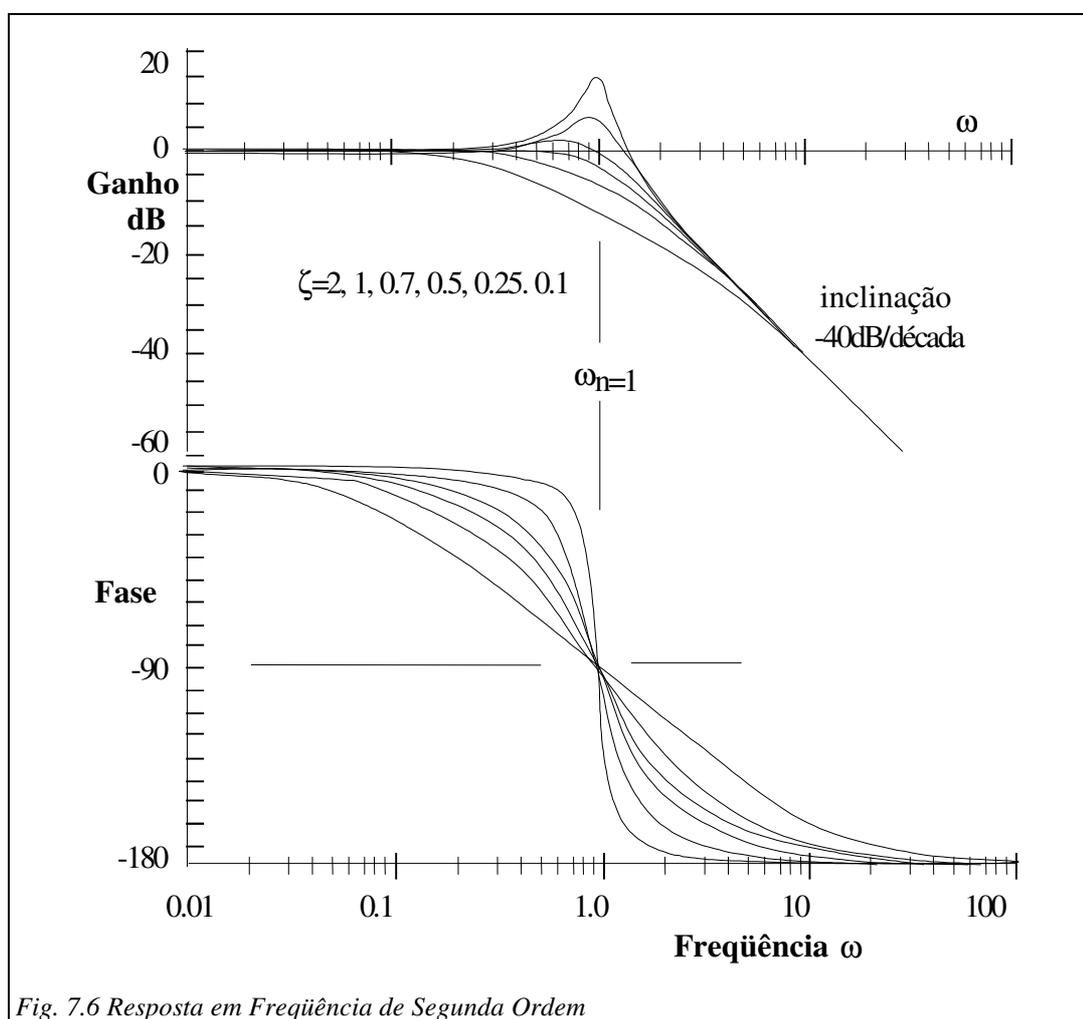
Uma outra característica da resposta que não foi discutida é o tempo que leva para que a oscilação desapareça. Este é denominado **Tempo de Decaimento (*Decay Time*)**. Este é uma exponencial com constante de tempo $\tau_d = \zeta\omega_n$.

A Fig. 7.5 mostra várias respostas ao degrau com o mesmo ω_n e valores diferentes de ζ. Estas curvas podem ser utilizadas para estimar uma resposta ao degrau quando os parâmetros são conhecidos.

Fig. 7.5 Resposta de Segunda Ordem ao Degrau para Vários Coeficientes de Amortecimento

7.7 Resposta de Segunda Ordem na Freqüência

A partir da resposta ao degrau, não é óbvio o motivo pelo qual a Freqüência Natural ser importante, mas isto se torna óbvio quando a resposta em freqüência é traçada.

A Fig. 7.6 mostra o Diagrama de Bode das respostas em Freqüência de vários sistemas de segunda ordem, todos com a mesma freqüência natural, mas com coeficientes de amortecimento diferentes.

Fig. 7.6 Resposta em Freqüência de Segunda Ordem

As principais características de todas as curvas são:

1 Em altas freqüência, a amplitude cai a -40 dB/década ao longo de uma linha que cruza o eixo de 0 dB em ω_n.

2 A fase muda quando $\omega = \omega_n$ for -90° e tende a -180° em alta freqüência.

3 À medida que o coeficiente de amortecimento é reduzido, a resposta em amplitude apresenta picos. A freqüência no pico é denominada Freqüência Ressonante ω_r e é um pouco menor que ω_n. Esta freqüência não é importante em controle, pois não aparece até $\zeta < 0.7$ e grande parte dos sistemas de controle são projetados para fornecer um coeficiente de amortecimento maior que este.

Pode-se observar a partir destes gráficos que o conhecimento de ω_n e ζ permite que a resposta em freqüência de malha fechada seja traçada.

7.7a **A inclinação da resposta em freqüência de segunda ordem em altas freqüências corta a linha de 0 dB na:**

[a] freqüência de corte ω_c.
[b] freqüência amortecida ω_d.
[c] freqüência natural ω_n.
[d] freqüência ressonante ω_r.

7.8 Sumário

Os servossistemas de segunda ordem podem ser descritos em termos de seu Coeficiente de Amortecimento ζ e Freqüência Natural ω_n mas valores específicos de ambos não podem ser obtidos apenas com o controle proporcional.

Avaliação dos Alunos 7

1. A freqüência de oscilação de uma resposta de segunda ordem a uma entrada degrau é chamada de:

- [a] freqüência de corte ω_c.
- [b] freqüência amortecida ω_d.
- [c] freqüência natural ω_n.
- [d] freqüência ressonante ω_r.

2. O tempo para o primeiro pico é uma medida de:

- [a] freqüência de corte ω_c.
- [b] freqüência amortecida ω_d.
- [c] freqüência natural ω_n.
- [d] freqüência ressonante ω_r.

3. Se o tempo para o primeiro pico for de 0.5 minutos, a freqüência amortecida é de:

- [a] 0.21 rad/min.
- [b] 0.105 rad/min.
- [c] 0.105 rad/s.
- [d] 0.42 rad/s.

4. A inclinação da resposta em freqüência de segunda ordem, em alta freqüência, é de:

- [a] -10 dB/década.
- [b] -20 dB/ década.
- [c] -30 dB/ década.
- [d] -40 dB/ década.

Capítulo 8
Controle de Posição com Realimentação de Velocidade

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Configurar um servossistema para responder a entradas degrau utilizando ganho proporcional e realimentação de velocidade.
- Configurar um servossistema para responder a entradas em rampa utilizando ganho proporcional e realimentação de velocidade transitória

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

8.1 Realimentação de Velocidade

No Capítulo 7, foi mostrado que um sistema pode ser caracterizado por sua Freqüência Natural ω_n e seu Coeficiente de Amortecimento ζ.

A freqüência natural ω_n é uma medida da velocidade de resposta do sistema, o tempo para o primeiro pico sendo dependente, principalmente, de ω_n. O coeficiente de amortecimento ζ é uma indicação de quão oscilatório o sistema é. Também foi mostrado que, em um sistema de malha fechada, o ganho proporcional afetou tanto ω_n quanto ζ. O aumento do ganho faz o sistema responder mais rápido, mas também o torna mais oscilatório. Isto resulta em um sobresinal maior e um tempo de acomodação maior.

O que é requerido é um esquema onde o ganho proporcional possa ser aumentado para aumentar a velocidade do sistema e um outro controle introduzido para aumentar o amortecimento.

O controle adicional é denominado **Realimentação de Velocidade - *Velocity Feedback*** (VFB). Antigamente, quando se utilizava servossistemas eletromecânicos, era fácil introduzir realimentação de velocidade como uma tensão proporcional à velocidade de rotação, que pode ser obtida a partir dos sinais associados com um motor elétrico. Atualmente, um tacogerador separado é mais utilizado para gerar o sinal de velocidade.

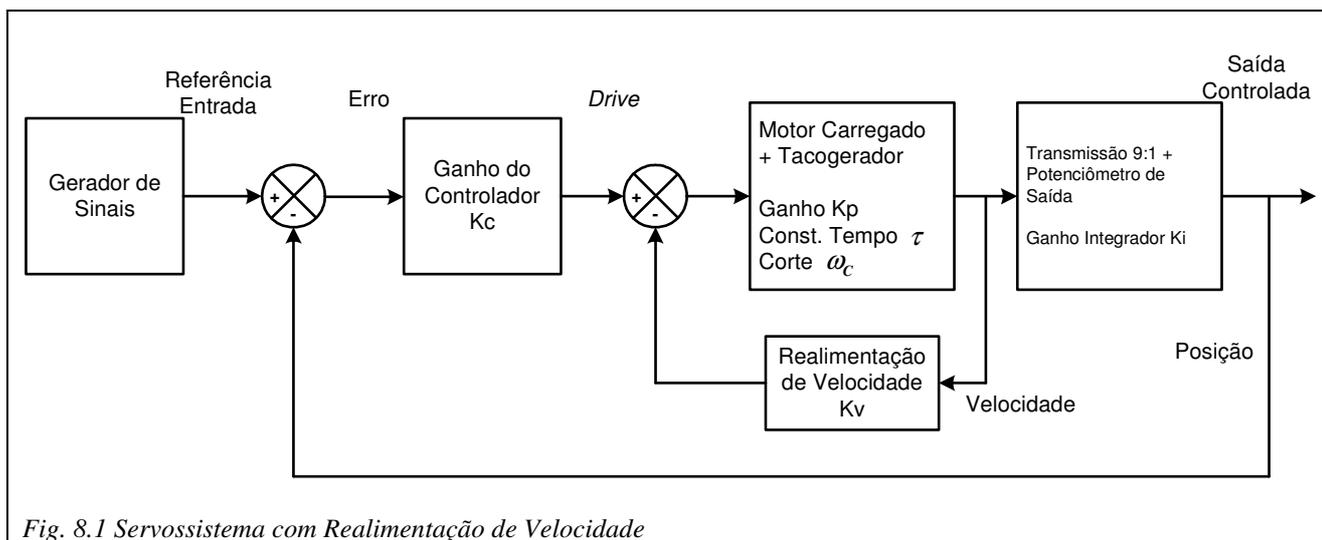



Fig. 8.1 Servossistema com Realimentação de Velocidade

Para influenciar o coeficiente de amortecimento, a constante de tempo aparente do motor deve ser alterada. Na seção 5.7 foi mostrado que o aumento do ganho do controlador de velocidade reduziu a constante de tempo. A realimentação de velocidade utiliza este fato para produzir uma malha de controle interna com K_V sendo um ajuste de constante de tempo independente do ganho proporcional. O diagrama de blocos correspondente é mostrado na Fig. 8.1.

Inicie o software VLC e proceda **load CA06PE08**. A configuração será:

Arquivo CA06PE08	**Controlador** Servo	**Planta** MS15 Analógico		**Display** Gráfico	
Gerador de Sinais		**Graph**			
Sinal	Degrau	1 Entrada	ON	5. Drive	ON
Nível	10%	2 Posição	ON		
Offset	0%	3 Erro	OFF		
Taxa	10 ms	4 Velocidade	ON		
Referência	Interna				
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**		Engatado	
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**		180°	

Alimente o sistema. O ganho K_c deve ser ajustado em 2.5 e a Realimentação de Velocidade K_V em 0 (Off). O controle *Magnify* da entrada e traços de posição foi ajustado em 5.

O sistema é bastante subamortecido. Observe que o sinal de acionamento (marrom) não fica negativo para frear o movimento até que a posição (azul) tenha passado da entrada (azul escuro). A seleção de *Time* x4 vai tornar isto mais óbvio.

Agora adicione a Realimentação de Velocidade ajustando K_V em 1.00. As oscilações foram reduzidas. Observe que o sinal de acionamento agora fica negativo para frear o motor bem antes da saída atingir seu valor final.

Aumente K_V para 2.00. A frenagem agora inicia antes. A realimentação de velocidade estabilizou o sistema.

Ajuste K_V até que exista somente um pequeno sobresinal e anote o valor no seu livro de atividades. Este é usualmente considerado o ‘melhor’ ou ‘ótimo’ ajuste para um ganho específico.

Realimentação de Velocidade para ajuste ótimo K_V = ☐

8.1a **O melhor ajuste para realimentação de velocidade fornece:**

a um grande sobresinal.

b um pequeno sobresinal.

c nenhum sobresinal.

8.2 Otimizando os Ajustes

Podem o ganho e a realimentação de velocidade serem ajustados para fornecer ao desempenho requerido para o sistema?

O aumento do ganho deve aumentar a velocidade de resposta. Com um pequeno sobresinal, a velocidade de resposta pode ser medida tomando o tempo para que a resposta da saída atinja seu valor final pela primeira vez, isto é, quando ela cruza o traço de entrada, assumindo que ambos estão na mesma escala. Este é denominado Tempo de Subida (*Rise Time*) T_r. Como ω_n é proporcional a $\sqrt{K}$ (da eq. 7.4) o tempo de subida será proporcional a $1/\sqrt{K}$, isto é, se K for dobrado, o tempo de subida vai cair por 0.7.

O uso dos controles de expansão do eixo do tempo de x2, x4 ou x8 permitirá que os tempos de subida sejam medidos com mais precisão.

Ajuste o ganho para cada um dos valores mostrados na Tabela 8.1. Para cada ganho, ajuste K_v para obter o mesmo sobresinal. Meça o tempo de subida, calcule o tempo de subida esperado (utilizando os valores Kc = 2.5 e proporcionalidade de $1/\sqrt{K}$) e entre com os valores no seu livro de atividades.

Ganho K_c	**2.5**	**5**	**10**
VFB K_v			
Tempo de subida T_r segundos			
Tempo de subida esperado			

Tabela 8.1 Tempo de Subida versus Ganho

Para um ganho de 5, o Tempo de Subida deve concordar com o esperado, mas com um ganho de 10 ele pode ser maior que o esperado devido a saturação do acionamento.

Com realimentação de velocidade para amortecer as oscilações:

- O aumento do ganho faz o sistema trabalhar mais rápido – desde que o sinal de acionamento não sature. Uma vez que ele sature, o tempo de resposta tende a permanecer constante.

- O aumento do ganho reduz os erros em regime permanente devido a fricção estática e folgas.

Porém, devido à saturação do sinal de acionamento, um ganho alto vai tornar a resposta a grandes variações diferente daquela de pequenas variações. O ganho e a realimentação de velocidade têm de ser otimizados para o tipo de sinal mais importante.

A presença de dois controles permite que dois parâmetros sejam controlados. O ganho controla a velocidade da resposta e a realimentação de velocidade controla a intensidade de amortecimento.

Sensibilidade da Carga

Com K_c = 10 e K_V no ajuste para fornecer uma resposta ótima, ajuste o freio de correntes de foucault na posição 2. Observe que existe uma pequena mudança na resposta total, embora a mudança na carga mude o ganho e a constante de tempo da planta. A resposta agora é dominada pelo ganho da malha e pela realimentação de velocidade.

8.2a **Experimentalmente, o tempo de subida correspondeu ao valor teórico quando o ganhou foi aumentado:**

[a] em toda a faixa de ganho.

[b] em ganhos que não causam saturação do acionamento.

[c] em ganhos altos somente.

[d] em ganhos baixos somente.

8.2b **A adição da carga:**

- a aumentou a velocidade do sistema.
- b não teve efeito.
- c reduziu a velocidade do sistema levemente.
- d reduziu a velocidade do sistema sensivelmente.

8.3 Calculando K_c e K_v a partir do Tempo de Subida e da Especificação de Sobresinal

Frequentemente a especificação de um sistema é dada em termos da uma porcentagem máxima de sobresinal e um tempo de subida máximo.

O Coeficiente de Amortecimento pode ser obtido a partir do sobresinal pela fórmula:

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{1+\left[\frac{\pi}{\ln(\text{sobresinal})}\right]^2}}$$

ou a partir das curvas da Fig. 7.3.

Pode-se mostrar que o ganho proporcional do controlador, K_c, requerido para o tempo para primeiro pico especificado e coeficiente de amortecimento, é dado por:

$$K_c = \left[\frac{\pi}{T_p}\right]^2 \cdot \frac{1}{(1-\zeta^2)} \cdot \frac{1}{K_p K_i \omega_c}$$

K_p, K_i e ω_c foram medidos nos capítulos 3 e 4.

A realimentação de velocidade requerida é dada por:

$$K_v = 2\zeta\sqrt{\frac{K_c K_i}{K_p \omega_c}} - \frac{1}{K_p}$$

Como K_V é dependente de K_C, K_C deve ser calculado primeiramente.

Exercício de Projeto

Determine o ganho e a realimentação de velocidade necessários para o seu servossistema para obter um sobresinal de 10% e um tempo para primeiro pico de 300 ms.

K_c = [ ] K_V = [ ]

Entre com estes valores no controlador e meça o sobresinal resultante e tempo para primeiro pico com uma entrada ajustada com *Level* de 12%.

Sobresinal da Planta = [ ] T_p = [ ] s

Mude a planta para **Plant | Servo**. Entre com os valores do seu modelo: no ganho, constante de tempo e ganho integral da planta. Meça o sobresinal e o tempo para o primeiro pico do modelo.

Sobresinal do modelo = [ ] T_p = [ ] s

Os valores do modelo devem estar próximos das especificações, mas aqueles para a planta podem estar um pouco fora. Existem várias razões para isto, que incluem erros na determinação do modelo e não-linearidades no sistema do motor.

Os cálculos de projeto são aproximações. São tão apropriados quanto você possa esperar.

8.3a **Um servossistema tem um constante de tempo de 500 ms, um ganho K_p de 1 e um ganho de integração K_i de 4. Determine o ganho do controlador necessário para este servossistema apresentar um sobresinal de 5% e um tempo para primeiro pico de 400 ms.**

K_c = [ ]

8.3b **Determine a realimentação de velocidade requerida para o sistema da questão 8.3a.**

K_v = [ ]

8.3c **No experimento do motor, os valores calculados de K_c e K_v forneceram:**

[a] a resposta esperada.

[b] uma resposta razoavelmente próxima da resposta esperada.

[c] uma resposta díspar da resposta esperada.

8.3d **Quando o modelo do computador foi utilizado, os valores calculados de K_c e K_v forneceram:**

[a] a resposta esperada.

[b] uma resposta razoavelmente próxima da resposta esperada.

[c] uma resposta díspar da resposta esperada.

8.4 Realimentação de Velocidade com Entradas em Rampa

A realimentação de velocidade é boa para entradas em degrau, mas é boa para entradas em rampa?

Ajuste o *Signal* para **Ramp** e *Level* = **50%**. Reajuste as amplificações de escala dos traços 1 e 2 para *Magnify* = 1.

Ajuste o ganho K_c para 10 e a realimentação de velocidade K_v para o valor do melhor degrau, como anotado na Tabela 8.1. Você deve observar que a posição de saída segue a rampa mas com um atraso.

Reduza K_v em passos de 1 e observe a saída. O atraso em regime permanente deve melhorar mas a oscilação de transitório vai piorar.

A realimentação de velocidade melhora as respostas ai degrau, mas não ajuda muito com entradas em rampa, onde o aumento na VFB aumenta o atraso.

Arranjos mais complexos são requeridos se um sistema precisa seguir uma rampa.

8.4a **Com a entrada em rampa, que efeito o aumento da realimentação de velocidade teve sobre a resposta em regime permanente?**

a Aumentou o erro.

b Não teve efeito.

c Diminuiu o erro.

8.4b **Com a entrada em rampa, que efeito o aumento da realimentação de velocidade teve sobre a resposta transitória?**

a Aumentou as oscilações.

b Não teve efeito.

c Diminuiu as oscilações.

8.5 Sumário

A realimentação de velocidade é uma maneira efetiva de estabilizar servossistemas que tem de responder a entradas em degrau. O aumento do ganho fornece melhores tempos de resposta e aumenta a robustez. O aumento da realimentação de velocidade aumenta o amortecimento, reduzindo assim as oscilações.

Avaliação dos Alunos 8

1. **A adição da realimentação de velocidade:**
   - a permite que o sistema aumente sua velocidade mas causa oscilações.
   - b permite que o sistema aumente sua velocidade e remove oscilações.
   - c diminui a velocidade do sistema.
   - d aumenta o erro em regime permanente.

2. **Se o ganho for aumentado de 3, o tempo para o primeiro pico vai diminuir por um fator de:**
   - a 0.333
   - b 0.58
   - c 0.7
   - d 1

3. **Qual das seguintes não causaria erros no cálculo dos valores para K_c e K_v?**
   - a Não-linearidades no amplificador de acionamento.
   - b Fricção estática nos mancais do motor.
   - c Erros de computação.
   - d Erro experimental na determinação dos parâmetros do modelo.

Capítulo 9
Controle PID ou de Três Termos

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Definir o propósito do Controle de Três Termos
- Explicar os efeitos das Ações Proporcional, Integral e Derivativa
- Explicitar como um controlador PID é sintonizado

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

9.1 Controle de Três Termos

O ramo do controle surgiu da necessidade de controlar a mira de artilharia. O controle de três termos é mais antigo (poucas décadas), e foi desenvolvido para controlar plantas petroquímicas. O controlador original de três termos (O Controlador/Gravador Pneumático Brown) era um controlador intrinsecamente seguro que podia ser utilizado em locais perigosos. Os exemplos da versão moderna (fabricada pela Honeywell) ainda estão em uso atualmente. Porém, grande parte dos controladores de três termos atuais é eletrônica, mas a terminologia permanece. Embora a matemática subjacente seja a mesma para o controle de três termos e servo, algumas vezes nomes diferentes são utilizados para o mesmo conceito.

Primeiramente, devemos observar quais são os problemas que o controle de três termos está tentando resolver. Refira-se ao Capítulo 5, onde o controle de velocidade do motor foi discutido. A planta (motor DC com saída em velocidade) é representada por sua constante de tempo e ganho. Não existe ação integral neste tipo de planta.

Foi visto que, com controle proporcional, sempre havia um erro na saída. Este erro diminuía à medida que o ganho era aumentado, mas nunca desaparecia. Um ganho elevado também aumentava a velocidade da resposta, mas podia introduzir sobresinal e oscilações indesejadas.

Portanto, como o erro em regime permanente pode ser eliminado sem haver oscilações e outros problemas de estabilidade? É este problema que foi resolvido pelo controlador pneumático de três termos original.

No Capítulo 6 foi mostrado que o efeito integral entre velocidade e posição eliminou o erro em regime permanente e no Capítulo 8 a realimentação de velocidade foi utilizada para estabilizar o sistema. A velocidade é a taxa de mudança (ou a derivada) da posição. Assim, a presença de um efeito integral na malha de alimentação direta é boa para a eliminação do erro em regime permanente e a presença de um efeito derivativo é boa para a estabilidade.

A maneira pela qual o controlador pneumático trabalhava colocou as ações integral e derivativa em paralelo com o elemento proporcional, resultando em um controlador de três termos Proporcional, Integral e Derivativo (ou PID) no caminho de alimentação direta da malha de controle. A Fig. 9.1 mostra como isto é configurado.

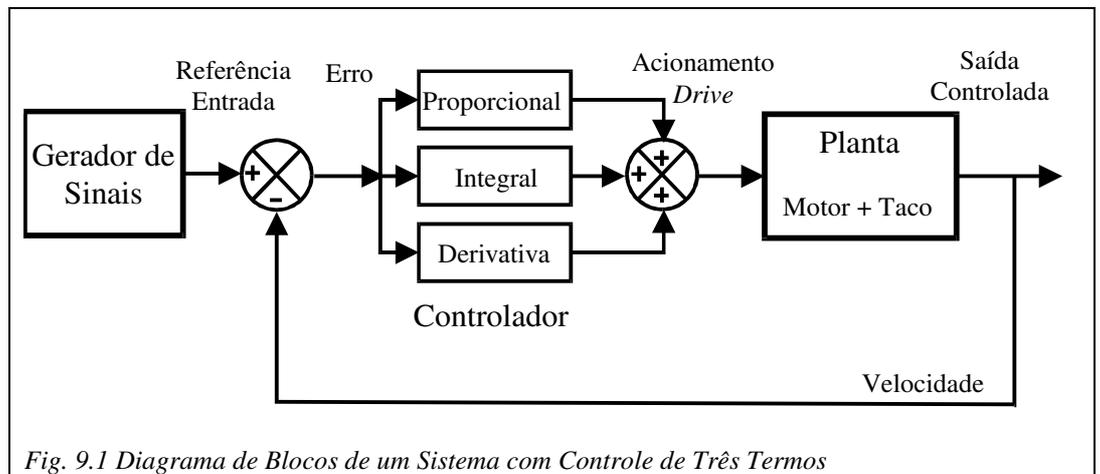



Fig. 9.1 Diagrama de Blocos de um Sistema com Controle de Três Termos

9.1a **O Controle PID é introduzido quando:**

a existe integração natural na planta.

b não existe integração natural na planta.

c a taxa de mudança da saída não pode ser medida.

9.1b **Em um sistema, o aumento do ganho:**

a reduz o tempo de resposta.

b aumenta o tempo de resposta.

c não tem efeito sobre o tempo de resposta.

9.1c **A introdução de um integrador em paralelo com o caminho proporcional:**

a aumenta o erro.

b não tem efeito sobre o erro.

c diminui o erro.

d elimina o erro.

9.1d **A introdução de um diferenciador em paralelo com o caminho proporcional:**

a aumenta as oscilações.

b amortece as oscilações.

c não tem efeito sobre o transitório.

9.2 Controle Proporcional

Inicie o software VCL e proceda **load CA06PE09**.

Arquivo	**Controlador**	**Planta**	**Display**
CA06PE09	PID	MS15 Analógico	Gráfico
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	Degrau	1 Entrada ON	5. Drive ON
Nível	50%		6. PB OFF
	0%	3 Erro ON	7. Integral OFF
Taxa	10 ms	4 Velocidade ON	8. Deriv OFF
Referência	Interna		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

Ajuste a Constante de Tempo Integral (*Integral time constant* - Itc) em ‘Off’ e a Constante de Tempo Derivativa (*Derivative time constant* - Dtc) em 0. Agora o controlador é proporcional somente.

O controle proporcional é marcado PB. A sigla significa **Banda Proporcional - *Proportional Band***. A PB é o inverso do ganho. Quando expressa como um percentual, é dada por, $\%PB = \frac{100}{K_c}$. Esta nomenclatura é um resultado das origens do controle PID.

Ajuste PB em 100% ($K_C = 1$). Ligue a alimentação do sistema. Um erro considerável pode ser visto entre a entrada (ch1 azul escuro) e a velocidade (ch4 púrpura). Referindo-se ao Capítulo 5, Eq. 5.6, a saída será K/(1+K). Como $K = K_c \times K_p$, e K_P está próximo de 1, o erro será em torno de 50%.

Aumente o ganho do controlador para 2.5 ajustando PB em 40%. Observe que o erro foi reduzido mais ainda é considerável. Você também pode observar que o tempo de resposta diminuiu, indicando que o sistema aumentou de velocidade.

Diminua PB para 4% (ganho do controlador = 25). À medida que o ganho é aumentado, o erro se reduz mas o sinal de acionamento e a saída ficam cada vez mais ruidosos.

As deficiências do controle proporcional em um sistema sem um efeito de integração foram examinados no Capítulo 5.

A Banda Proporcional, por si própria, não fornece um controle adequado. Sempre existe um erro e o aumento de ganho para reduzir o erro faz a planta rodar com dificuldade.

9.2a **O uso principal da PB em um controlador PID é:**

a redução do tempo de resposta transitório.

b eliminação do erro em regime permanente.

c amortecimento das oscilações.

9.2b **Se um controlador possui um ajuste de PB em 20%, qual é o valor do ganho do controlador K_c?**

9.3 Controle Integral

O controle de posição do servo não apresentou um erro em regime permanente a uma entrada em degrau devido a integração natural entre velocidade e posição. Este, portanto, parece ser o caminho para obter erro nulo em regime permanente: a presença de um integrador na malha de alimentação direta.

O controlador pneumático colocou o integrador em paralelo com a banda proporcional. Foi possível perceber que esta configuração forneceu uma resposta mais estável do que ter o integrador em série com o elemento proporcional.

- Diminua o controle da entrada *Level* para 30% e ajuste a PB para 40%. Agora ajuste a constante de tempo integral (Itc) em 1 segundo e clique na caixa On/Off para ativar o Controlador Integral. Clique em ON no canal 7. Observe que, durante o degrau positivo, a saída do termo integral (canal 7, amarelo) agora sobre em rampa com o tempo à medida que o erro é integrado. Isto faz com que a saída fique mais próxima do valor requerido.

- Diminua a constante de tempo integral até que uma boa resposta seja obtida. Isto deve ocorrer quando a constante de tempo integral é da ordem de 0.1s. A ação Integral removeu o erro em regime permanente.

Se a integral sair da escala e o sistema parar de responder, clique no Itc para 'Off' e então de volta a 'On'. Isto reseta o integrador.

A constante de tempo integral (ou Tempo Integral) ajusta a velocidade de resposta do integrador. Em alguns textos e instalações, o Ganho integral é utilizado ao invés o Tempo Integral – quanto mais curto for o Tempo Integral, maior será o Ganho Integral.

Embora a adição de um integrador desta maneira não torne o sistema mais propenso a oscilações, o sistema em malha fechada não oscila tão facilmente como o sistema de posição, pois o integrador em paralelo com o ganho proporcional cria um efeito de amortecimento bastante semelhante àquele introduzido pela realimentação de velocidade. Como resultado, muitas plantas podem ser controladas apenas pelos dois termos, P+I.

9.3a **O uso principal da ação Integral em um controlador PID é:**

a reduzir o tempo de resposta transitória.

b eliminar o erro em regime permanente.

c amortecer oscilações.

9.3b **A diminuição do tempo integral:**

a vai tornar o sistema mais oscilatório.

b não vai ter efeito sobre a velocidade de resposta.

c vai tornar o sistema menos oscilatório.

9.4 Controle Derivativo

A Realimentação de Velocidade foi introduzida para estabilizar a posição do servossistema. Como a velocidade é a taxa de mudança (ou a derivada) da posição, a realimentação de velocidade pode também ser denominada realimentação derivativa, de maneira que a ação derivativa pode ser requerida para estabilizar o sistema.

O Motor DC é um sistema simples, pois pode ser representado por um atraso de primeira ordem. Como resultado, o equipamento de teste utilizado não exibe as características que tornam necessário utilizar a ação derivativa. O efeito da ação derivativa pode ser visto em um sistema simulado.

Faça uma anotação no seu livro de atividades sobre os ajustes do PI que você determinou para o sistema do Motor DC.

PB = [%]   Itc = [S]

Mude *Plant* para **Process**. O computador agora está simulando uma planta mais complicada. Ajuste PB = 30% e Itc = 0.24s. A Saída deve estar mostrando um transiente oscilatório. Aumente a constante de tempo derivativa (*Derivative time constant* - Dtc) até que somente um pequeno sobresinal possa ser visto. A ação derivativa trabalha de maneira semelhante à Realimentação de Velocidade, agindo de maneira a estabilizar o sistema – teoricamente. A planta sendo simulada é mais parecida com um processo real do que um simples motor DC.

Faça nota no seu livro de atividades do ajuste derivativo que você determinou.

Dtc = [S]

A Constante de Tempo Derivativa (*Derivative Time Constant*) e o Ganho Derivativo (*Derivative Gain*) estão diretamente relacionados.

Um problema com a ação Derivativa que não aparece na simulação é que as altas freqüências são amplificadas, de maneira que o ruído de alta freqüência na saída pode levar a uma deterioração no desempenho.

Mude **Plant** de volta para **Analog**, restaure os ajustes do PB e Itc para aqueles anotados anteriormente e ajuste Dtc para Off (0s). Reduza Itc por 0.02s. Isto deve introduzir algum sobresinal. Aumente Dtc e observe o efeito sobre os sinais de saída e acionamento. Com Dtc acima de 0.20s, o ruído será preponderante, tornando a ação derivativa não efetiva. Resete Dtc para Off (0s).

Não permita que o motor rode desta maneira por muito tempo, pois isto irá danificar o conjunto.

Algumas medições podem ser feitas para melhorar a ação derivativa. Na verdade, não é razoável confeccionar um diferenciador puro – isto requereria energia infinita. Além disso, devido a atrasos na planta, a planta não muda rapidamente, de maneira que a ação do diferenciador pode ser limitada nos valores esperados de mudança da saída. Isto pode ser feito de duas maneiras. O diferenciador é trocado por um filtro passa-altas que age como um diferenciador em baixas freqüências, mas não nas altas. Além disso, um filtro passa-baixas pode ser inserido no caminho de controle derivativo para filtrar o ruído de alta freqüência oriundo do tacogerador.

9.4a **O uso principal da ação derivativa em um controlador PID é:**

[a] reduzir o tempo de resposta transitória.

[b] eliminar o erro em regime permanente.

[c] amortecer as oscilações.

9.4b **A ação Derivativa pode causar um problema quando:**

[a] a entrada é um sinal de ruído aleatório.

[b] a medição da saída contém ruído de alta freqüência indesejado.

[c] a entrada não muda.

9.5 Sintonizando (Ajustando) um Controlador PID

Se uma análise matemática de uma planta com controlador de três termos foi feita, não é nem um pouco óbvio como os valores do controlador podem ser calculador para um critério de desempenho específico.

Os ajustes dos valores de PB, Itc e Dtc para uma planta podem ser feitos de várias maneiras e isto é denominado de **Ajuste do Controlador (*Tuning the Controller*)**.

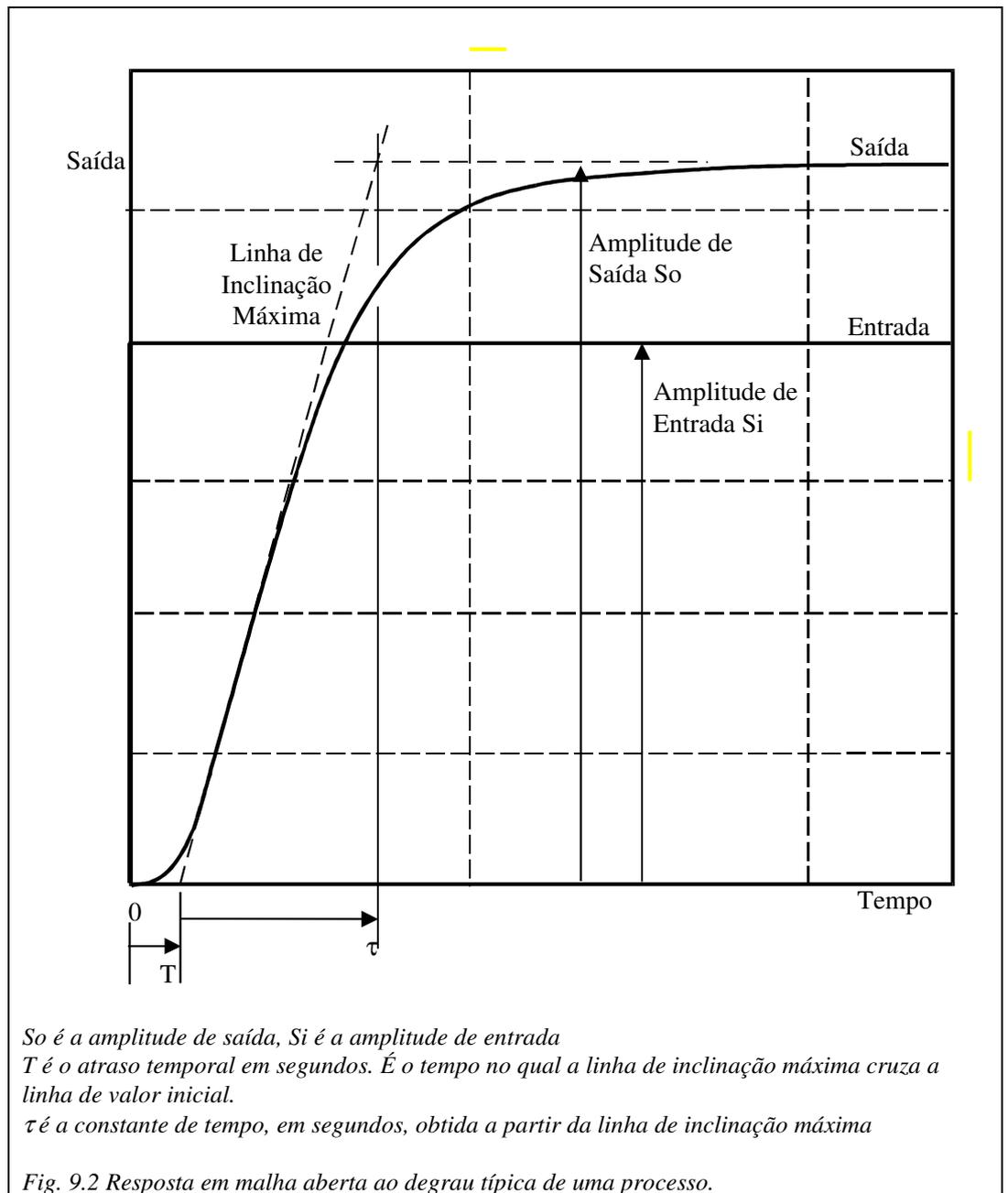
Muitos controladores modernos são implementados utilizando microprocessadores rápidos. Os modelos mais caros podem utilizar a operação normal da planta para detectar o erro e ajustar os parâmetros de maneira a respeitar as condições de operação.

Muitos modelos de menor custo, utilizados onde as condições de operação da planta não são variáveis, podem ter um computador (PC) ligado via um elo de comunicação serial RS232. Quando a planta está sendo colocada em serviço, e de tempos em tempos durante a operação, o PC é conectado para monitorar e resetar os ajustes. Em um esquema SCADA, onde existe um computador supervisor, o supervisor pode iniciar e executar a operação de ajustes a partir da sala de controle.

As Plantas mais antigas podem requerer que os parâmetros sejam ajustados manualmente. Isto pode ser feito por tentativa e erro, o que funciona quando a constante de tempo é curta, como nos experimentos que você está executando, mas é tedioso ou não prático quando a constante de tempo é medida em minutos ou horas. Existe um procedimento prático denominado **Ziegler - Nichols** mas cuidados devem ser tomados, pois os gerentes de planta não gostam que os engenheiros abram a malha e injetem sinais na planta.

Para determinar os ajustes no PID utilizando o procedimento de Ziegler - Nichols, inicie obtendo a resposta ao degrau em malha aberta do sistema (isto pode ser perigoso). Isto será da forma mostrada na Fig. 9.2.

So é a amplitude de saída, Si é a amplitude de entrada
T é o atraso temporal em segundos. É o tempo no qual a linha de inclinação máxima cruza a linha de valor inicial.
τ é a constante de tempo, em segundos, obtida a partir da linha de inclinação máxima

Fig. 9.2 Resposta em malha aberta ao degrau típica de uma processo.

Selecione **Controller | Open Loop** e **Plant | Process**. O gerador de sinais deve estar ajustado para *Signal* | Step, *Level* | 30% e *Rate* | 10 msec. Uma vez que o degrau tenha sido traçado, congele a figura e faça a medição requerida para o cálculo do ajuste dos parâmetros. Entre com cada uma das medições no seu livro de atividades.

Amplitude de Saída - S_o

Meça a amplitude de saída – a diferença entre o valor inicial e o valor em regime permanente da saída.

Amplitude da saída S_o = [Volts]

Amplitude de Entrada - S_i

Meça a amplitude de entrada – a diferença entre o valor inicial e o valor em regime permanente da entrada.

Amplitude da Entrada S_i = [Volts]

Linha de Inclinação Máxima – Constante de Tempo τ

Utilizando a Linha B e controles de inclinação (*Slope*), determine a linha de inclinação máxima. Pode ajudar a mudança do controle *Magnify* do canal 4 para 1/2 e *Time* para x2.

A constante de tempo τ é o tempo que a linha de inclinação máxima leva para percorrer do valor de saída inicial para o valor de saída final.

τ = [segundos]

Atraso de Tempo T

O atraso temporal T é o tempo no qual a linha de inclinação máxima cruza a linha de valor inicial.

T = [segundos]

Ajustes do Controlador

Os ajustes do controlador são então calculados a partir da tabela abaixo.

Tipo de Controlador	Ganho K_c	Integral T_I	Derivativo T_D
P somente	$\frac{S_i}{S_o} \times \frac{\tau}{T}$		
P + I	$0.9 \times \frac{S_i}{S_o} \times \frac{\tau}{T}$	$\frac{3.3 \times T}{K_c}$	
P+I+D	$1.2 \times \frac{S_i}{S_o} \times \frac{\tau}{T}$	$\frac{2 \times T}{K_c}$	$0.5 \times T \times K_C$

Tabela 9.1 Ajustes de Ziegler-Nichols

Para nosso exemplo de PID, calcule K_C (e portanto PB%), T_I e T_D e entre com os valores na Tabela 9.2.

Tipo de Controlador	**Ganho K_c**	**PB%**	**Integral T_I**	**Derivativo T_D**
P+I+D				

Tabela 9.2 Ajustes do Controlador a partir do Teste de Ziegler-Nichols

Descongele o display, restaure o controlador para PID e utilize os valores calculados como ajustes do controlador.

Estes ajustes fornecem uma boa resposta transitória? Não, mas o procedimento de Ziegler-Nichols não foi projetado para minimizar o transitório de uma entrada degrau. Porém, os valores calculados levam a resposta para a região correta.

Com o PID, Ziegler-Nichols usualmente leva a um sistema que é muito subamortecido. Usualmente, ambas as constantes de tempo, integral e derivativa, precisam ser aumentadas.

Tente ajustar T_I em 0.5τ e T_D em $0.5T_I$, deixando PB como calculado. Este procedimento fornece uma resposta muito menos oscilatória.

Na prática, técnicas como esta são utilizadas na fase de aprovação da planta, para fornecer os ajustes aproximados do controlador. Depois disto, os operadores ajustam os parâmetros para o que eles consideram que seja o melhor desempenho sob condições de operação.

Em 90% das instalações com PID, a ação Derivativa é desligada. Como foi mostrado, onde existe muito ruído no sistema, a ação derivativa tende a amplificar o ruído causando desgaste excessivo nos atuadores.

9.5a **Os valores obtidos via Ziegler-Nichols para PB, T_I e T_D levam a um sistema que:**

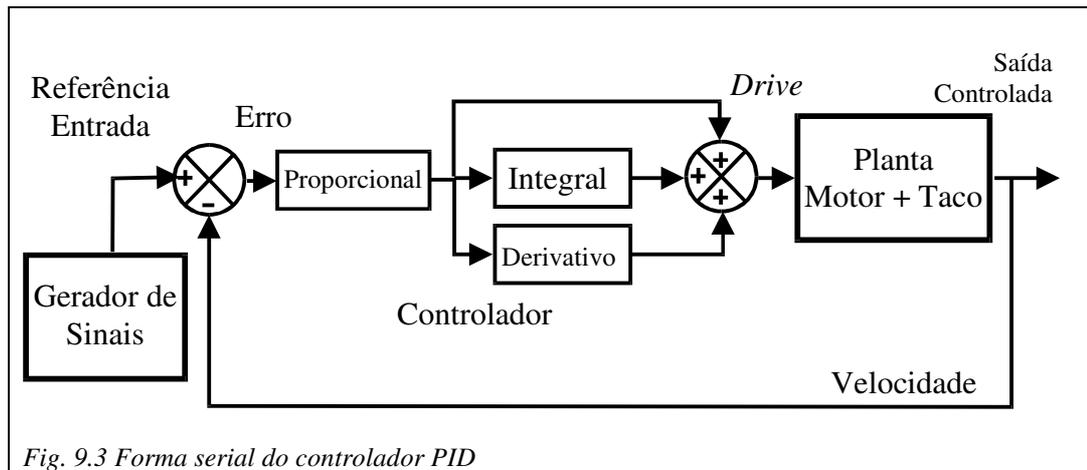
[a] subamortecido.

[b] que fornece uma boa resposta.

[c] sobreamortecido.

9.6 Uma Forma Alternativa de Controlador PID

Na descrição do PID, a forma paralela do controlador foi utilizada. Esta configuração separa a ação dos três elementos e torna mais fácil entender o que está acontecendo. Porém, existe uma configuração alternativa que era, nos tempo dos controladores pneumáticos e analógicos, mais fácil de confeccionar. Esta configuração serial é mostrada na Fig. 9.3.

Fig. 9.3 Forma serial do controlador PID

Nesta configuração, o ganho precede os termos integral e derivativo. A maior parte dos textos utiliza a configuração serial, frequentemente sem mostrar que fazem isto.

Existe uma relação simples entre os ajustes integral e derivativo nas duas configurações diferentes.

Serial	Paralelo		Paralelo	Serial
t_i	$T_I = t_i/K_c$		T_I	$t_i = T_I \times K_c$
t_d	$T_D = t_d \times K_c$		T_D	$t_d = T_D/K_c$

Tabela 9.3 Tempos Integral e Derivativo Serial e Paralelo

Para a configuração serial, os ajuste de Ziegler-Nichols são mostrados na Tabela 9.4.

Tipo de Controlador	Ganho K_c	Integral T_I	Derivativo T_D
P somente	$\frac{S_i}{S_o} \times \frac{\tau}{T}$		
P + I	$0.9 \times \frac{S_i}{S_o} \times \frac{\tau}{T}$	$3.3 \times T$	
P+I+D	$1.2 \times \frac{S_i}{S_o} \times \frac{\tau}{T}$	$2 \times T$	$0.5 \times T$

Tabela 9.4 Ajustes de Ziegler-Nichols – Configuração Serial

Os ajustes alternativos para a configuração serial então ficam:

$t_i = 0.5\tau \times K_c$ e $t_d = 0.25\tau$

9.6a Existem duas formas de controlador PID. Desde que as configurações sejam ajustadas apropriadamente, ambas fornecem a mesma ação de controle?
Sim ou Não

9.7 Sumário

O controle com três termos ou PID é amplamente utilizado nas indústrias. A Banda Proporcional define o ganho da malha, a ação Integral elimina o erro em regime permanente após uma mudança na entrada ou carga e a ação Derivativa pode estabilizar o sistema.

O controlador pode ser ajustado manualmente ou, com controladores modernos baseados em microprocessador, pelo próprio controlador ou por um computador externo.

Avaliação dos Alunos 9

1. Um controlador PID é introduzida para:

a aumentar a velocidade de resposta pela diminuição da Banda Proporcional.

b eliminar o erro em regime permanente pela introdução da ação Integral.

c aumentar a estabilidade pela introdução da ação Derivativa.

d todas as alternativas acima.

2. Um controlador PID em paralelo possui os ajustes - PB = 30%, T_I = 0.5 minutos, T_D = 0.24 minutos. Os ajustes equivalentes para o controlador serial PID seriam?

a PB = 30%, t_i = 0.167 minutos, t_d = 0.72 minutos.

b PB = 30%, t_i = 1.67 minutos, t_d = 0.07 minutos.

c PB = 90%, t_i = 1.67 minutos, t_d = 0.72 minutos.

d PB = 30%, t_i = 0.167 minutos, t_d = 0.07 minutos.

3. Os controladores PID modernos baseados em microprocessadores são ajustados utilizando:

a um PC ligado via linha seria RS232.

b computador supervisor SCADA.

c rotinas internas.

d qualquer uma das alternativas acima.

Capítulo 10
Estabilidade

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Mostrar como a realimentação positive pode ocorrer em um sistema com realimentação negativa
- Explicar o que é Margem de Ganho e Margem de Fase
- Mostrar que o atraso de transporte adiciona fase e desestabiliza o sistema

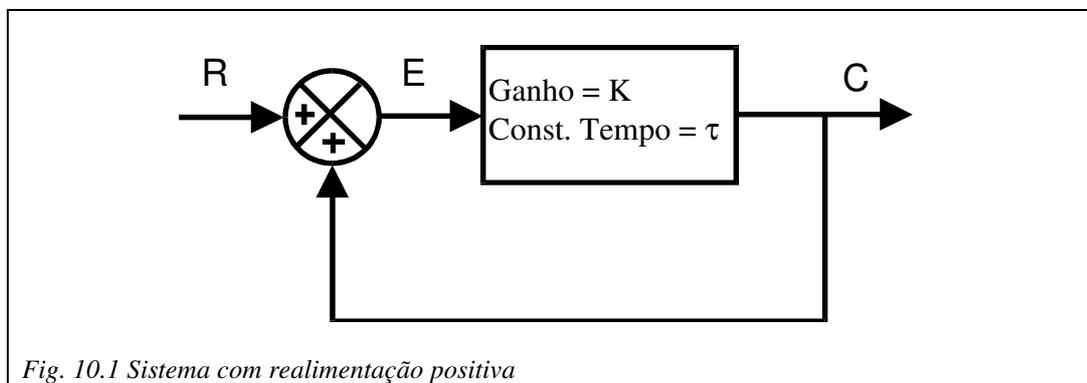
Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Potenciômetro de comando AS3
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

10.1 Realimentação Positiva

Até aqui examinamos os efeitos da realimentação negativa. O que acontece se o sistema é conectado de maneira que a realimentação seja positiva? Intuitivamente, se a saída for conectada na entrada então o erro aumenta, não diminui, e o sistema diverge (é instável). Isto pode acontecer, mas não é tão simples assim.

O diagrama de blocos de um sistema com realimentação positiva é mostrado na Fig. 10.1. O ganho da malha de alimentação direta é K e a constante de tempo é, como antes, τ.

Fig. 10.1 Sistema com realimentação positiva

Vamos configurar um sistema assim e verificar o que acontece.

Inicie o software VCL e proceda: **Load CA06PE10**.

Arquivo CA06PE10	**Controlador** Proporcional	**Planta** MS15 Analógico	**Display** Gráfico
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	Degrau	1 Entrada ON	5. Drive OFF
Nível	25%		
	0%	3 Erro ON	
Taxa	100 ms	4 Velocidade ON	
Referência	Interna		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

O motor agora está configurado como um sistema de controle proporcional de velocidade. Ajuste o ganho K em 0.6. O sistema não funcionará direito com estes ajustes.

Agora mude para realimentação positiva clicando sobre o círculo de soma. O sinal de '-' vai mudar para '+', fornecendo realimentação positiva.

Observe que a velocidade de saída é estável, embora exista uma realimentação positiva.

Aumente o ganho para 0.7 e então para 0.8 observando que, à medida que o ganho aumenta, o motor aumenta sua velocidade. Este não é um bom sistema de controle, mas é estável.

Para manter o acionamento (*drive*) dentro dos limites da tela, reduza o nível do degrau para 15% e então aumente o ganho para 0.9. A saída ainda é estável.

Agora aumente o ganho para 1.0. Após a mudança em degrau, pode-se verificar que o acionamento e a velocidade estão aumentando com o tempo. O sistema agora é instável, Aumente o ganho para 1.1 e a instabilidade vai se tornar mais óbvia.

Desabilite o motor.

10.1a **No experimento de estabilidade, a instabilidade foi observada quando:**

[a] a realimentação era negativa e o ganho de controle era maior que 1.

[b] a realimentação era negativa e o ganho de controle era menor que 1.

[c] a realimentação era positiva e o ganho de controle era maior que 1.

[d] a realimentação era positiva e o ganho de controle era menor que 1.

10.1b **A realimentação positiva fornece um bom sistema de controle:**
Sim ou Não

10.2 Estabilidade

Obviamente, a realimentação positiva não é uma boa idéia, então por que ela está sendo introduzida?

Baseado nos capítulos anteriores, você vai perceber que uma planta pode ser representada por vários atrasos. No Capítulo 4 foi mostrado que um atraso consiste de uma resposta em amplitude e uma resposta em fase. Em altas freqüências, a resposta em fase de um simples atraso se aproxima de -90°, de maneira que uma onda senoidal de alta freqüência ficaria com um atraso de 90°. Uma planta de segunda ordem poderia apresentar um atraso de até 180° e um sistema de terceira ordem por até 270°, cada atraso adicional contribuindo com -90°.

O que acontece com uma onda senoidal que é deslocada em fase por -180°? Ela é invertida, pois $\text{sen}(\theta - 180) = -\text{sen}\theta$.

Assim, se a planta pode deslocar em fase um sinal por -180°, a realimentação negativa foi tornada realimentação positiva e pode haver um problema de estabilidade.

O experimento mostrou que um sistema de realimentação positiva poderia ser estável desde que o ganho seja baixo. A análise matemática pode mostrar que um sistema será estável, desde que a resposta em amplitude seja menor que 1 na freqüência quando o atraso de fase for 180°.

Estabilidade – Um sistema com realimentação negativa será estável se, quando o atraso de fase de malha aberta for 180°, a razão de amplitude de malha aberta (ou ganho) for menor que 1.

Baseado nisto, é óbvio que uma planta com somente um ou dois atrasos não pode ser instável, pois o atraso de fase nunca excede 180°.

Existem várias maneiras de estimar a estabilidade de uma planta, algumas matemáticas e outras gráficas. A mais útil para nossos propósitos é o Diagrama de Bode, que foi introduzido no Capítulo 4.

10.2a **Um sistema com realimentação negativa será instável quando:**

- [a] o ganho de malha aberta for menor que 1 quando o atraso de fase for de 180°.
- [b] o ganho de malha aberta for 1 ou maior quando o atraso de fase for de 180°.
- [c] o atraso de fase for menor que 180° quando o ganho de malha aberta for maior que 1.

10.2b **É verdadeiro que um processo caracterizado por dois atrasos pode nunca ser instável:**
Sim ou Não

10.3 Margem de Ganho e Margem de Fase

A Fig. 10.2 mostra o Diagrama de Bode de uma planta de terceira ordem.

A partir do gráfico, quando a fase for de -180°, o ganho é de -8 dB. A **Margem de Ganho** portanto é de 8 dB – o montante pelo qual o ganho pode ser aumentado antes que o sistema em malha fechada fique instável.

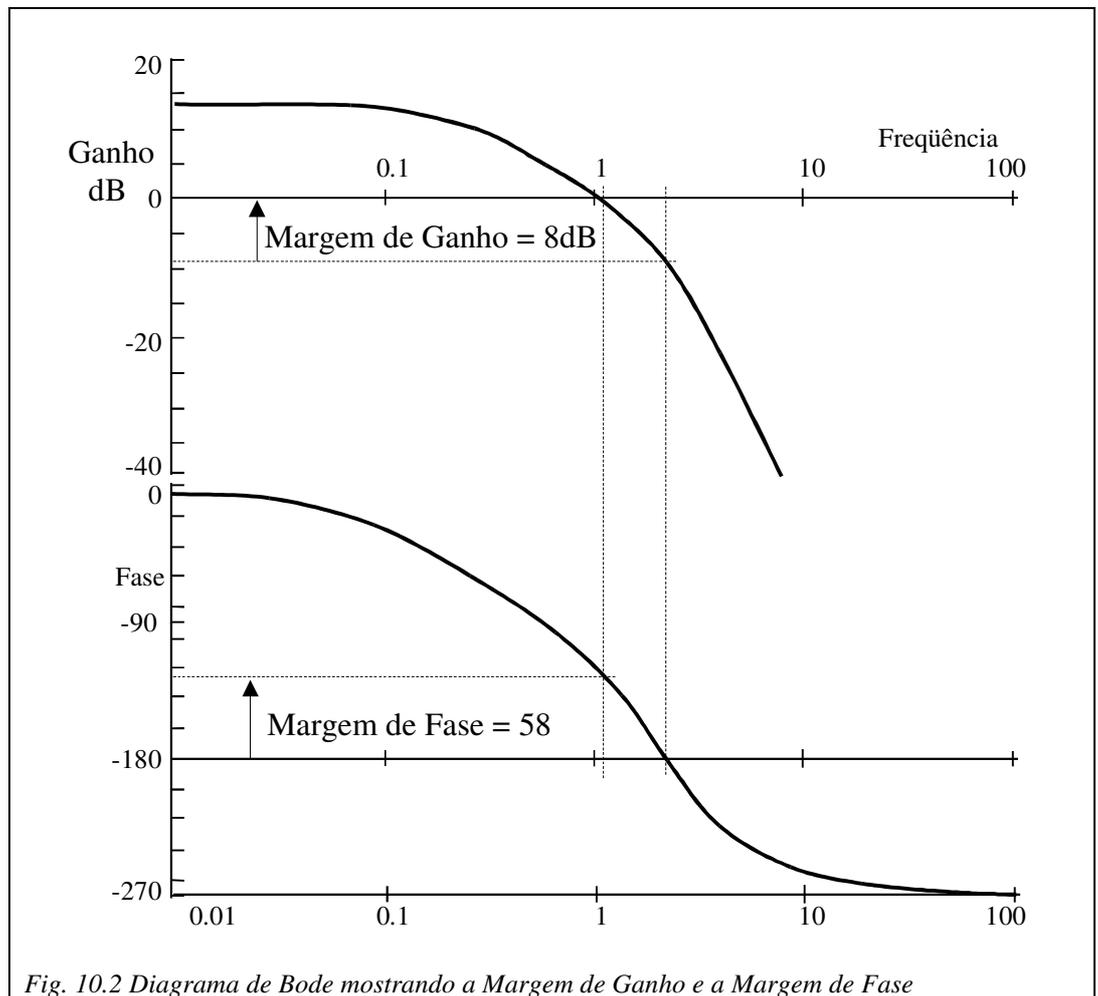



Fig. 10.2 Diagrama de Bode mostrando a Margem de Ganho e a Margem de Fase

Margem de Ganho é o montante pelo qual o ganho é menor do que 1 quando a fase é de -180°

Quando o ganho é de 1 (0 dB), a fase é de -122°. A **Margem de Fase** portanto é de -122°-(-180°) = 58°.

Margem de Fase é o montante pelo qual a fase é maior do que -180° quando o ganho é de 1 (0 dB).

O ganho de um sistema está sob nosso controle, de maneira que é útil conhecer a Margem de Ganho. O uso da Margem de Fase não é tão óbvio.

10.4 Atraso de Transporte

Em muitos sistemas, pode haver um atraso de transporte. Isto pode acontecer quando a medição da saída possui atraso. Considere a tentativa de controlar o montante de chocolate sendo adicionado a um biscoito (ou *cookie*). Os biscoitos são pesados sobre a esteira transportadora antes do chocolate ser adicionado, e novamente após o chocolate ser derramado, mas esta segunda pesagem deve esperar até que os biscoitos tenham saída da área de derramamento de chocolate. Existe, portanto, um atraso entre a adição de chocolate e a pesagem do montante adicionado. O tempo de atraso, ou atraso de transporte, depende da velocidade da esteira transportadora e da distância entre as operações de adição e pesagem.

Se você considerar que um atraso de 1 período é o equivalente a um deslocamento de fase de 360°, então o atraso θ pode ser expresso, em termos da freqüência em radianos, como:

$\theta = -\dfrac{180\omega T}{\pi}$ graus, onde T é o atraso de tempo em segundos.

A fase de um atraso de transporte pode ser adicionada ao Diagrama de Bode e, a partir disto, a velocidade mínima da esteira transportadora pode ser determinada para garantir que o sistema de controle é estável.

Como o atraso de transporte efetivamente adiciona atraso de fase a um sistema, ele torna isto fácil que um atraso de fase de 180° seja alcançado enquanto o ganho for maior do que 1. Assim, o atraso de transporte tem a tendência de desestabilizar sistemas.

Isto pode ser observado utilizando a planta simulada. Mude as seguintes configurações: **Controller | PID**, **Plant | Process**, *Level* = **25%** e *Rate* = **10 msec**. Ajuste os parâmetros do controlador para os valores de Ziegler-Nichols que foram determinados no Capítulo 9, para obter uma resposta razoável.

Na área da Planta, o controle *Sample Delay* adiciona atraso de transporte. Aumente o atraso e observe o efeito sobre a resposta ao degrau. Para qual atraso o sistema se torna instável devido ao atraso de fase extra introduzido pelo atraso de transporte?

O sistema se torna instável com o atraso de transporte = ☐

Ajuste o atraso em 7 e varie os parâmetros do controlador para obter um bom controle desta planta. Para começar, reduza um pouco o ganho (aumente PB).

Anote os parâmetros do controlador.

PB = [%] Itc = [S] Dtc = [S]

Compare estes parâmetros com aqueles utilizados no Capítulo 9 para a planta com atraso de 2. A mudança mais notável é que o ganho teve de ser reduzido. Isto está de acordo com a teoria da estabilidade. O aumento do atraso de transporte diminui a margem de ganho, ao passo que a redução do ganho do controlador aumente a margem de ganho.

10.4a É verdadeiro que o atraso de transporte adiciona atraso de fase:
Sim ou Não

10.4b Para manter a estabilidade com um atraso de transporte maior, o ganho deve:

[a] ser aumentado.

[b] ser deixado como está.

[c] ser diminuído.

10.4c Para qual valor de atraso o sistema experimental ficou instável?

Avaliação dos Alunos 10

1. A instabilidade ocorre quando:

- a existe qualquer realimentação positiva.
- b o ganho de malha aberta é maior do que 1 quando o atraso de fase é de 180°.
- c o ganho de malha aberta é menor do que 1 quando o atraso de fase é de 180°.
- d quando o ganho de malha aberta é maior do que 1.

2. A Margem de Ganho é:

- a o montante pelo qual o ganho tem de ser aumentado para causar instabilidade.
- b a diferença entre a razão de amplitude de baixas freqüências e a razão de amplitude quando o atraso de fase é de 180°.
- c a diferença entre a razão de amplitude para um atraso de 90° e um atraso de 180°.
- d a diferença entre a razão de amplitude para um atraso de 90° e um atraso de 270°.

3. A Margem de Fase é:

- a a diferença entre o atraso de fase em baixas freqüências e o atraso quando a razão de amplitude é de 1.
- b o montante pelo qual o atraso de fase pode ser aumentado antes que a instabilidade ocorra.
- c a diferença entre um atraso de 180° e o atraso em altas freqüências.
- d a diferença entre o atraso quando a razão de amplitude é 1 e o atraso em altas freqüências.

4. O atraso de transporte:

- a aumenta o ganho em malha aberta.
- b diminui o ganho em malha aberta.
- c aumenta o atraso de fase.
- d diminui o atraso de fase.

Capítulo 11
O Uso de Computadores para Controle

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Descrever as vantagens e desvantagens do uso de computadores para controle em tempo real (*real-time control*)
- Definir o que significa Controle Digital Direto, Sistemas Multi-Malhas e SCADA

11.1 Computadores em Controle

Computadores de todos os tipos são utilizados amplamente para propósitos de controle. As aplicações variam da utilização de uma rede de estações de trabalho para controlar uma planta de grandes dimensões até utilizar um microprocessador em um único chip em uma máquina de lavar.

Vantagens

Qualquer que seja a escala da operação, as principais vantagens de utilizar computadores são:

- As ações de controle não são limitadas ao comportamento de circuitos eletrônicos.
- O sistema computacional pode frequentemente servir a mais de um item da planta, através de compartilhamento.
- O computador pode ser programado para responder a condições variantes como e quando elas surgirem.
- As informações podem ser armazenadas ou transmitidas para análise de desempenho, controle de qualidade ou para fins de auditoria.
- A configuração do sistema pode ser executada on-line. Isto é denominado de **Controle Adaptativo** (***Adaptive Control***).
- Técnicas **Baseadas em Conhecimento** (***Knowledge Based***) podem ser empregadas onde um banco de dados de informações sobre a planta está montado e as decisões de controle são realizadas com base nestas informações. Isto algumas vezes é denominado de **Inteligência Artificial** (***Artificial Intelligence***) ou **AI**.
- As decisões de controle podem ser feitas com uma análise incompleta da situação. Isto é denominado de **Lógica Difusa** (***Fuzzy Logic***).
- Programas de auto-diagnóstico embutidos podem identificar problemas de hardware e software. Isto se torna cada vez mais importante à medida que os sistemas se tornam mais complicados e a manutenção e testes se tornam um grande problema.

Desvantagens

Apesar destas vantagens, existem várias desvantagens em potencial que devem ser consideradas:

- Os custos de desenvolvimento, particularmente de software, podem ser altos.
- Os computadores, fontes de alimentação e interfaces devem ser confeccionados em um alto padrão de confiabilidade. Em casos críticos, sistemas múltiplos com votação por maioria devem ser utilizados.

- Onde um computador está gerenciando várias tarefas, uma falha na execução de tarefas com um intervalo de tempo específico (usualmente bastante pequeno) pode tornar o sistema instável. Este requisito torna os sistemas operacionais em tempo real necessários para controle diferentes dos sistemas operacionais utilizados em operações comerciais.

Aplicações

Apesar destes problemas, o computador representa a única maneira de obter a sofisticação necessária para muitos esquemas modernos de controle. Os computadores são extremamente confiáveis e de baixo custo relativo. Foi o aumento da velocidade computacional e a queda nos custos que levou ao incremento do uso de computadores em sistemas de controle e outras aplicações de tempo real.

Estas estão, principalmente, em três níveis nos quais os computadores estão envolvidos com controle. Estes são:

- Controle Digital Direto
- Controle Multi-Malhas (*Multi-loop*)
- Controle Supervisório

Estes três esquemas estão detalhados abaixo, mas existem muitas outras maneiras nas quais esquemas de controle digital podem ser organizados.

11.1a Qual das seguintes não é uma vantagem do controle digital?

a as ações de controle não estão limitadas ao comportamento de sistemas eletrônicos.

b as informações podem ser armazenadas para análise de desempenho.

c existe um custo alto de desenvolvimento de software.

d os ajustes do sistema podem ser executados on-line.

11.1b Qual das seguintes é uma desvantagem do controle digital?

a o computador pode ser programado para responder a condições variantes.

b não confiabilidade de computadores complexos.

c técnicas baseadas em conhecimento podem ser empregadas.

d programas de auto-diagnóstico embutidos podem identificar falhas.

11.2 Controle Digital Direto

Este é o nível mais simples no qual computadores podem ser envolvidos. Aqui um pequeno computador, frequentemente um microprocessador de chip único, substitui os circuitos eletrônicos de um controlador analógico e, no que diz respeito à ação de controle, se comporta como um controlador analógico. A Fig. 11.1 mostra o esquemático de um sistema assim.

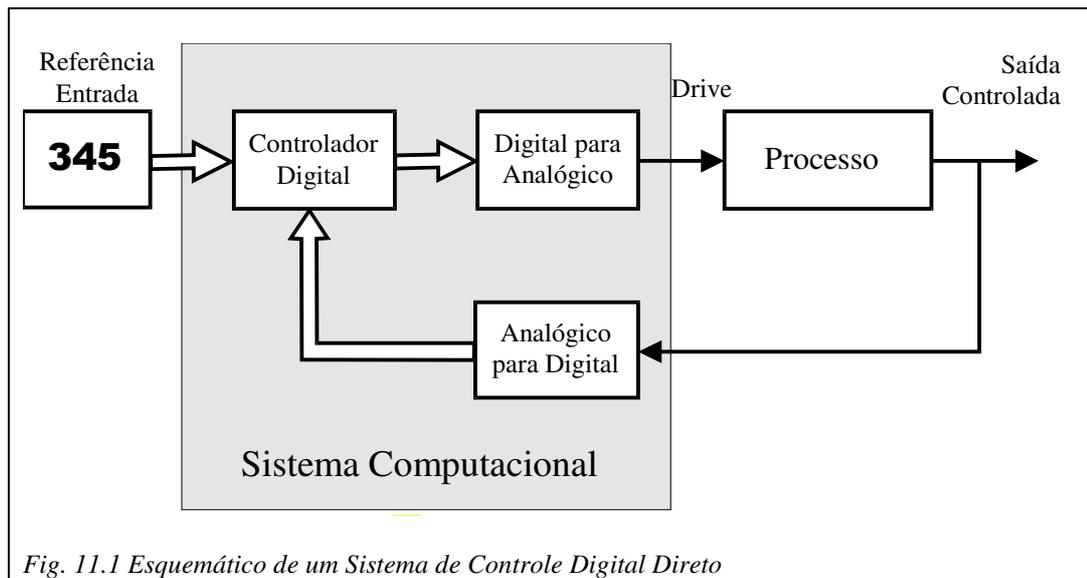



Fig. 11.1 Esquemático de um Sistema de Controle Digital Direto

Os sinais da planta são medidos utilizando técnicas analógicas ou digitais. O sinal de acionamento (*drive*) é calculado pelo microprocessador e utilizado para acionar a planta.

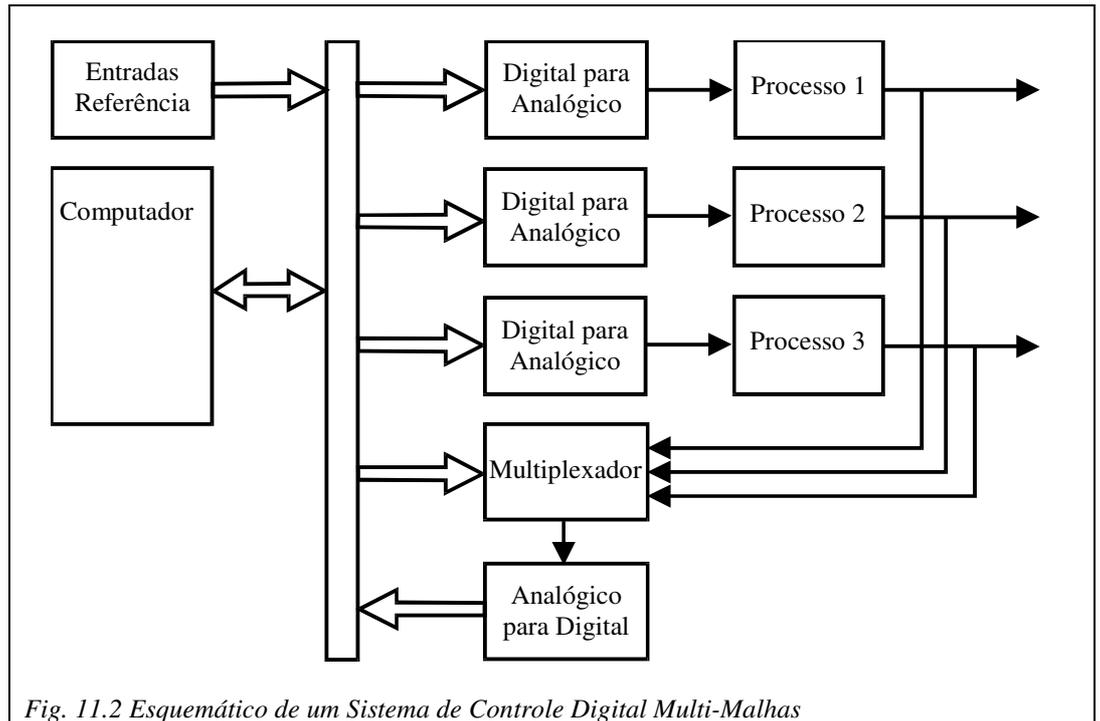
Este tipo de sistema e as técnicas de interfaceamento envolvidas são descritas nos próximos capítulos.

As vantagens de tais controladores são que o mesmo hardware pode ser utilizado para fornecer uma gama variada de esquemas de controle, sendo que as diferenças entre as aplicações estão no software, não no hardware. Também é muito mais fácil fornecer leituras digitais e interfaces mais amigáveis ao usuário quando um microprocessador é utilizado.

O controlador digital pode também executar funções de configuração e, com uma interface apropriada, relatar operações a um computador supervisório central. Ele também pode receber instruções de ajuste a partir do computador supervisório. Os relatórios podem consistir de *logs* regulares (relatórios dos estados) e relatórios de exceções quando a variável de controle estiver em condição de alarme.

11.3 Controle Digital Multi-Malhas (*Multi-loop*)

Nos primórdios da aplicação de computadores para o controle, o controle multi-malhas era popular, pois uma companhia não podia arcar com os custos de um computador muito caro e de grande dimensão para controlar uma única malha. A Fig. 11.2 mostra um esquemático de um sistema multi-malhas.

Fig. 11.2 Esquemático de um Sistema de Controle Digital Multi-Malhas

As saídas de vários processos dentro de uma planta foram monitoradas em seqüência utilizando técnicas de multiplexação. O acionamento de controle necessário foi calculado e entregue ao atuado apropriado. Com a disponibilidade de microprocessadores de baixo custo, esta aplicação de computadores foi se extinguindo, com a exceção de aplicações onde várias malhas interagem e devem ser controladas em conjunto..

Esquemas de controle multi-malhas interativos podem necessitar de poder computacional razoável, mas tais sistemas estão fora do escopo deste curso.

11.4 Controle Supervisório - SCADA

A sigla SCADA significa Controle Supervisório e Aquisição de Dados (*Supervisory Control And Data Acquisition*). Grande parte das plantas/processos modernos é controlada utilizando um sistema SCADA, como mostra a Fig. 11.3.

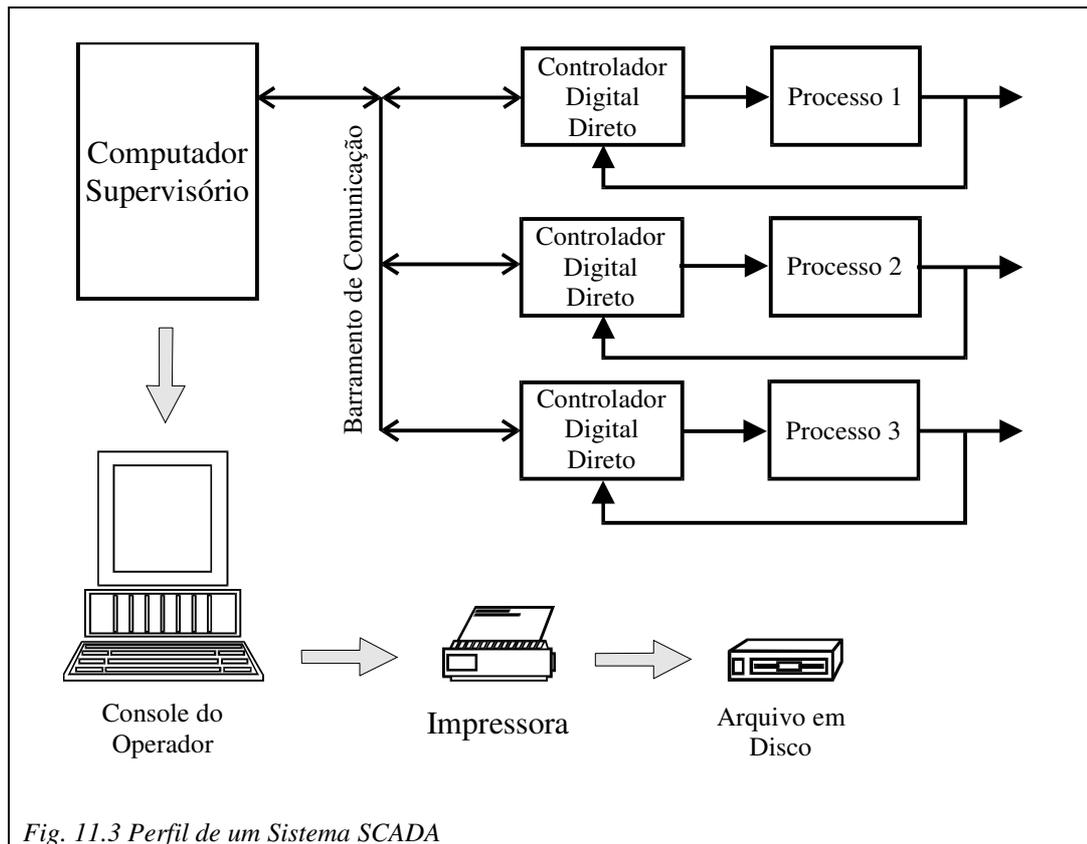



Fig. 11.3 Perfil de um Sistema SCADA

Em um sistema de controle SCADA, um computador supervisório inspeciona a operação de vários controladores digitais diretos. Os operadores em uma sala central de controle visualizam a operação da planta em monitores de vídeo, iniciando e respondendo às condições da planta via mouse, teclado e telas sensíveis, mas quem executa as ações são os controladores digitais diretos.

Esquemas SCADA variam de uma simples estação de trabalho supervisionando um pequeno número de controladores individuais a sistemas multi-processador, multi-estação de trabalho, ligados em rede, controlando uma planta de dimensões consideráveis, tal como uma refinaria ou uma subestação.

11.4a **O controlador digital direto substitui um controlador analógico por um sistema baseado em microprocessador?**
Sim ou Não

11.4b **Qual das seguintes pode ser uma vantagem extra de se utilizar controle digital direto?**

[a] interface mais amigável ao usuário.

[b] ajuste de parâmetros digital, interno ou externo.

[c] gravação (*logging*) do desempenho para um sistema supervisório.

[d] todas as alternativas acima.

11.4c **Sistemas de controle multi-malhas permitem que um computador seja dividido entre várias malhas de controle?**
Sim ou Não

11.4d **Sistemas SCADA são utilizados em processos de porte para supervisionar vários controladores digitais diretos?**
Sim ou Não

11.5 Controle por Computador neste Curso

Sistemas supervisórios e multi-malhas estão além do escopo deste curso, A ênfase nos capítulos seguintes será sobre o Controle Digital Direto, mas muito da discussão sobre técnicas de interfaceamento e considerações sobre programação têm relevância para todos os aspectos de controle por computador.

Você pode ter percebido que você esteve utilizando um computador para controle durante este curso, embora o assunto sob discussão fosse controle analógico linear. Se um computador for rápido e preciso o suficiente, ele pode se comportar como se fosse um controlador analógico, e foi assim que o PC tem sido utilizado até aqui.

No restante deste curso, vamos introduzir as técnicas digitais utilizadas para controle de malha única. Vamos ver os seguintes tópicos:

- **Interfaceamento Analógico** como tensões analógicas em tempo real são lidas e geradas por um computador.
- **Computação do Controle** como os sinais de controle são calculados.
- **Interfaceamento Digital** como as técnicas digitais podem ser utilizadas na medição e atuação.

Avaliação dos Alunos 11

1. **Qual das seguintes afirmações não é verdadeira? O uso de computadores digitais nos sistemas de controle:**
   - [a] dá maior flexibilidade na estratégia de controle.
   - [b] permite uma supervisão mais fácil do processo como um todo.
   - [c] permite que mudanças sejam feitas à medida que as condições mudam.
   - [d] congela a estratégia de controle quando o processo é autorizado.

2. **Para um processo com poucas malhas, é mais provável utilizar:**
   - [a] controladores analógicos.
   - [b] controle digital direto.
   - [c] controle multi-malhas.
   - [d] sistema SCADA.

Capítulo 12
Interfaceamento Analógico

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Descrever como os computadores lidam com números
- Explicar como funciona um Conversor Digital para Analógico
- Explicar a operação de um Conversor Analógico para Digital de Aproximação Sucessiva
- Descrever os efeitos da quantização de amplitude e tempo de sinais

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação “System Power 90” (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual
- Voltímetro digital de 4 dígitos (opcional)

12.1 Interfaceamento Analógico

A grande maioria dos sinais a ser medido é de natureza contínua. A velocidade do motor não muda em passos discretos, nem a posição do eixo. Estes sinais são de natureza analógica.

Um computador trabalha com dígitos. Coleções de níveis on/off são utilizadas para representar números discretos.

O **Interfaceamento Analógico** é a tecnologia de conversão de sinais contínuos analógicos para números discretos digitais, e vice-versa.

12.2 Representação Computacional de um Número

Antes de estudarmos o processo de conversão, precisamos saber como os números são representados dentro um computador.

No sistema decimal ao qual estamos acostumados, existem 10 dígitos, rotulados de 0-9. Para criar um número maior que 9, os dígitos são arranjados em colunas, com cada coluna à esquerda representando um número 10 vezes maior que o que está à sua esquerda. Assim, em decimal, o número 128 é uma representação para (1x100)+(2x10)+(8x1). Esta expressão também pode ser escrita como $(1x10^2)+(2x10^1)+(8x10^0)$.

Como uma porta lógica ou célula de memória possui dois níveis - On/Off, 5V/0V, 3V/0V etc. – o sistema de representação numérica binário é utilizado em computadores digitais. Os dois estados lógicos representam os números 0 e 1 e cada coluna à esquerda é duas vezes maior que a da esquerda. O número binário 1101 pode ser escrito como (1x8)+(1x4)+(0x2)+(1x1) ou $(1x2^3)+(1x2^2)+(0x2^1)+(1x2^0)$ de maneira que representa o mesmo valor que o número 13 decimal.

Cada dígito (0 ou 1) é denominado **bit**. Dentro do computador, os bits são armazenados e manipulados em grupos de 8 bits. Um grupo de 8 bits é denominado **byte**. O número de bits normalmente manipulado em conjunto pelo computador é denominado **word (palavra)**. O tamanho da word é utilizado como uma medida do poder computacional do computador. O PC possui um tamanho de palavra de 32 bits e, portanto, é denominado de computador de 32 bits. Computadores de chip único, tais como as famílias PIC e MSC51 possuem palavras de 8 bits. Existem outros microprocessadores e microcomputadores que possuem palavras de 16 bits.

As rotinas de hardware e software nos computadores embaraçam esta distinção. Uma máquina de 9 bits terá instruções de word duplas e máquinas de 32 bits têm instruções de um byte e meio. O computador que for escolhido para uma aplicação específica é um compromisso entre velocidade, potência, espaço e custo.

A Tabela 12.1 mostra a faixa de números decimais que podem ser manipulados por cada um dos tamanhos de palavra. Os números negativos podem ser representados em forma binária por uma técnica denominada complemento de 2, que permite a adição e subtração de números binários.

Tamanho da Word	**Sem sinal (*Unsigned*)**	**Com Sinal (*Signed*)**
8	0 to 255	-128 to 127
16	0 to 65536	-32768 to 32767
32	0 to 4294967296	- 2147483648 to 2147483647

Tabela 12.1 Números representados por tamanhos de palavra do computador

Um número de 8 bits possui uma resolução um pouco melhor que 0.4%, de maneira que 1 bit representa 1/256 ou 0.004 (0.4%) da faixa total. Isto é precisão suficiente para muitos sistemas, tais como controle de temperatura de fornos ou controle de nível de água em máquinas de lavar, mas grande parte dos sistemas industriais requer mais precisão que isto. Para a maioria dos sistemas industriais de controle digital direto, uma word de 16 bits é adequada. Geralmente, uma precisão total de 0.1% é aceitável. Isto é equivalente a uma resolução de 10 bits (1/1024).

12.2a **Qual é o valor decimal do número binário 10011100?**

12.2b **Quantos Bits são representados por um Byte?**

[a] 1 [b] 8

[c] 16 [d] 32

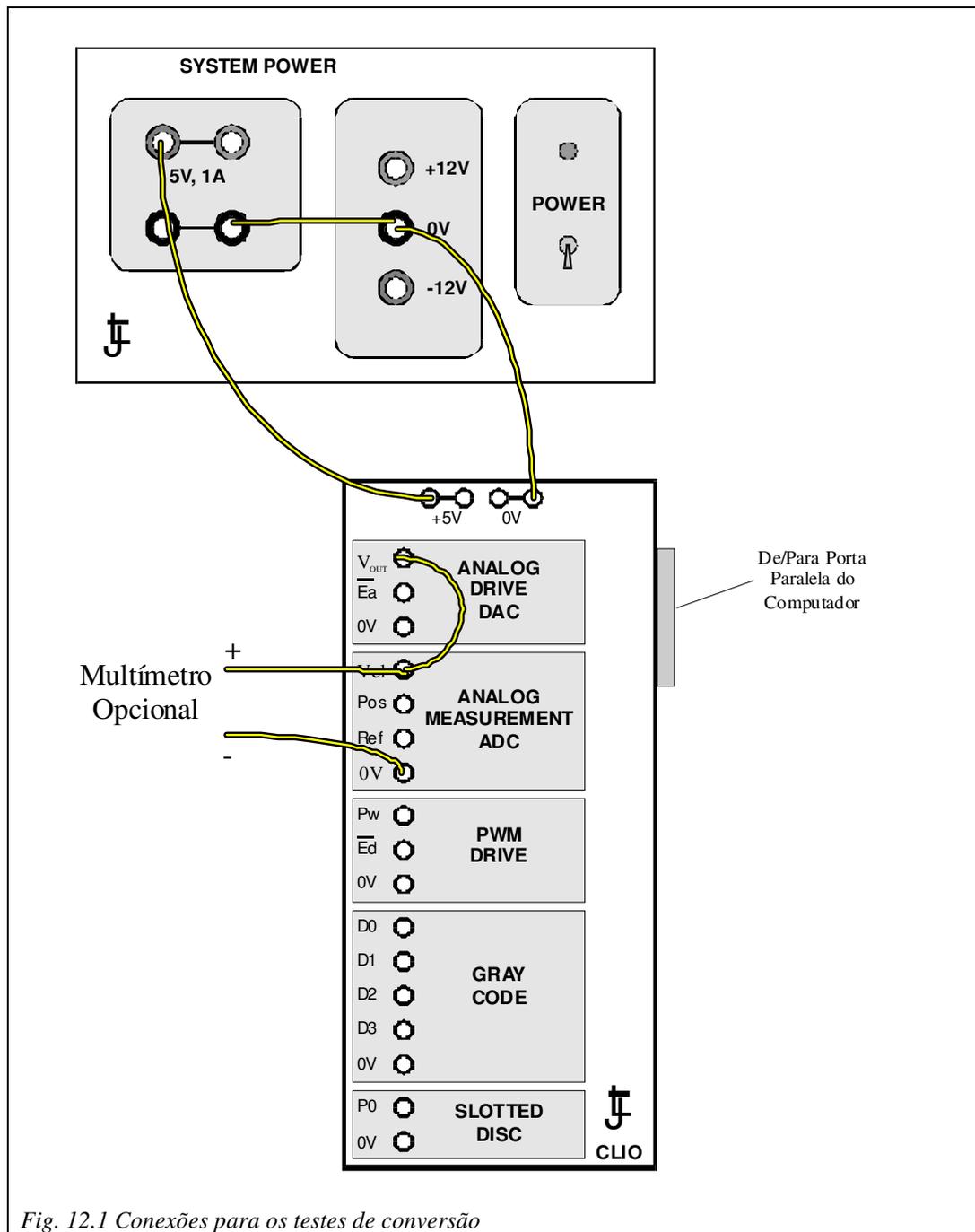



Fig. 12.1 Conexões para os testes de conversão

12.3 Conversão de Digital para Analógico (D/A)

Como algumas das técnicas de conversão de analógico para digital são baseadas na presença de um conversor de digital para analógico, a conversão de digital para analógico será descrita em primeiro lugar.

Conecte o sistema como mostra a 12.1. Embora o motor DC não seja utilizado neste capítulo, a alimentação de energia pode ser deixada conectada para os próximos experimentos.

Inicie o VCL e proceda com: **Load CA06PE12**.

Arquivo CA06PE12	**Controlador** DAC	**Planta** MS15 Analógico	**Display** Medidor
Gerador de Sinais		**Graph**	
Sinal	Nível DC		
Nível	0%		
	0%		
Taxa	100 ms	4 Velocidade ON	
Referência	Interna		
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**	Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**	180°

Na placa de interface CLIO, **Vout** está conectado na entrada **Vel**, de maneira que o canal 4 do medidor do painel mostra a tensão que o DAC está fornecendo ao soquete Vout. Se você quiser monitorar a saída diretamente, um voltímetro digital de 4 dígitos pode ser conectado ao pino Vout com a escala selecionada de maneira que o dígito menos significativo mostre 1 mV.

A figura da tela mostra um registrador de 6 bits de um Conversor de Digital para Analógico (DAC). A caixa abaixo do registrador do DAC mostra a tensão (milivolts) esperada na saída do DAC.

A tarefa é de manipular uma word binária (digital) e, a partir desta, criar uma tensão proporcional ao valor da word. Neste caso, o dígito menos significativo (*least significant digit - lsd*) corresponde a 80 mV.

Verifique se todos os dígitos estão em 0 – clicando dentro de uma caixa de dígito faz o bit variar entre 0 e 1. A saída deveria ser de 0V mas, no display digital na tela, pode haver um pequeno offset devido a erros no sistema de medição. Clique na caixa de lsd – a caixa à direita – e a saída deverá mudar para 80 mV.

Clique sobre os outros bits, como mostrado na Tabela 12.2 para determinar as tensões geradas por cada um dos outros bits. Entre com os resultados na Tabela 12.2 do seu livro de atividades.

bit 5	**bit 4**	**bit 3**	**bit 2**	**bit 1**	**bit 0 80mV**	**Valor Decimal**	**Saída Esperada**	**Leitura de Tensão**
0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	1	1	80mV	
0	0	0	0	1	0	2		
0	0	0	1	0	0			
0	0	1	0	0	0			
0	1	0	0	0	0			
1	0	0	0	0	0			
1	0	0	0	0	1			
1	1	1	1	1	1	63	5.04V	

Tabela 12.2 Saídas do DAC

Outros padrões podem ser tentados para confirmar que a tensão de saída é a soma ponderada de cada um dos bits ativados.

Este exemplo é para um DAC de 6 bits, unipolar, com uma tensão de referência de 5.12 volts. Como existem $2^n = 2^6 = 64$ passos, a **Resolução** é:

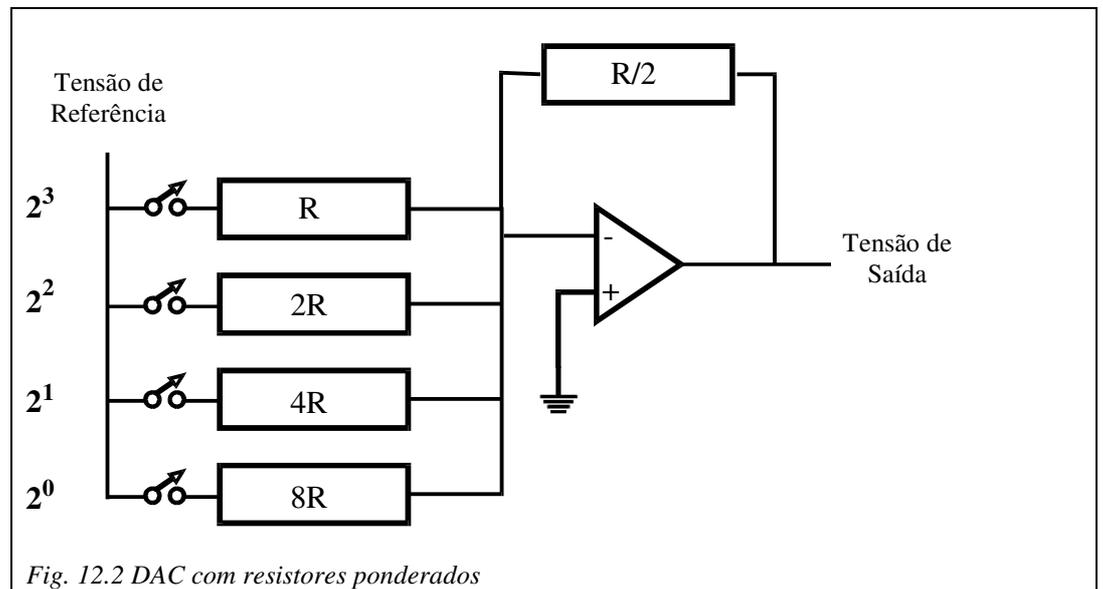
$$\text{Resolução} = \frac{\text{Referência}}{\text{Passos}} = \frac{5.12}{64} = 80\text{mV}$$

A **Faixa (Range)** é de 0 a $[(2^n - 1) \times \text{resolução}]$ = 0 a [63*80] mV = 0 a 5.04 volts.

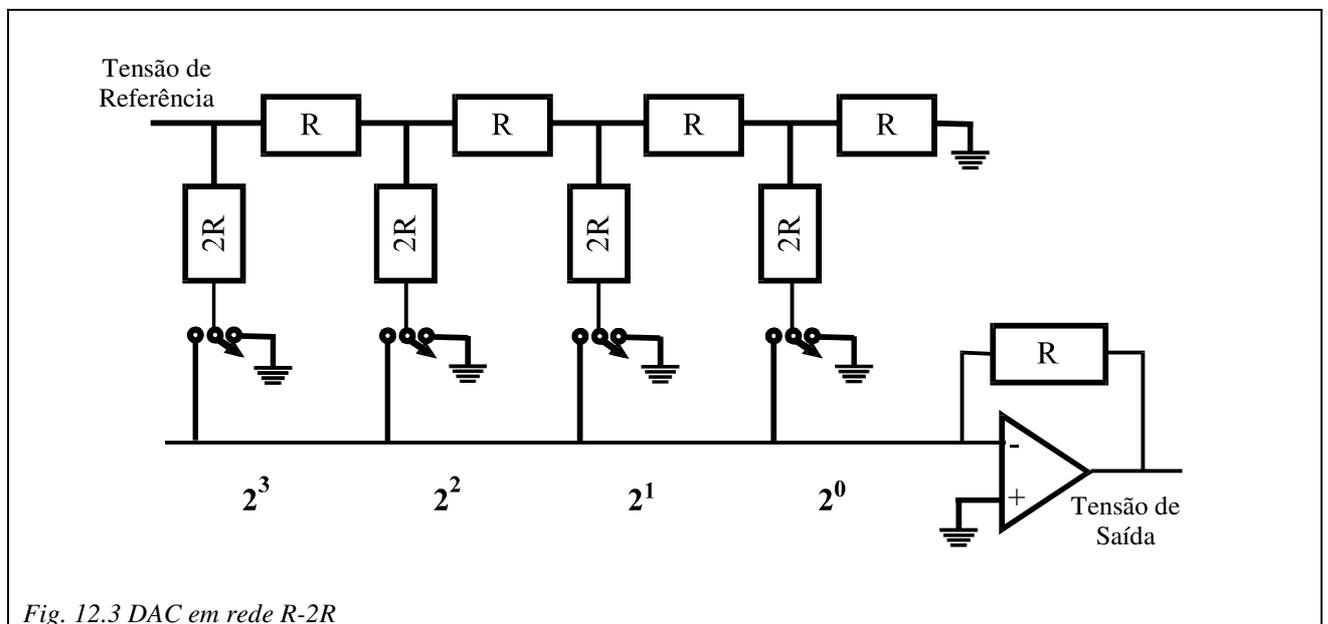
Resistores Ponderados

Os DACs foram originalmente construídos utilizando uma rede de resistores ponderados. Isto é mostrado na Fig. 12.2.

Cada resistor multiplica a referência por um montante diferente e cada um se soma na saída do DAC. O problema com este esquema é a gama ampla de valores de resistor necessários e sua tolerância. A produção deste tipo de resistores (valores e tolerâncias casados) é um processo caro e não é apropriado para as técnicas de produção de semicondutores.

Fig. 12.2 DAC com resistores ponderados

Rede R-2R

Uma outra técnica utilizada é a rede de resistores R-2R. Esta é mostrada na Fig. 12.3.

Fig. 12.3 DAC em rede R-2R

Nesta configuração, a corrente passando em cada ramo da rede é metade da corrente passando no ramo à direita. As correntes em ramos ajustados em 1 são somadas no amplificador operacional para formar a tensão de saída. Como somente dois valores de resistor são utilizados, esta configuração é muito mais fácil de se produzir, especialmente em um chip semicondutor.

O DAC utilizado na unidade de interface CLIO é uma unidade R-2R de 12 bits. A tensão de referência é de 4.096 volts. A saída é amplificada por um fator de 2.5 e obtém um offset com uma tensão negativa DC (-5.12V) para fornecer uma saída bipolar (uma saída capaz de fornecer valores positivos e negativos). Isto fornece uma resolução de (4.096x2.5)/4096 = 2.5 mV. A faixa vai de -5.120V a +5.1175V.

12.3a **Se um DAC possui uma resolução de 2.5 mV, qual tensão (em milivolts) será gerada se a entrada do DAC estiver com 1010011?**

12.3b **Se este for um DAC de 12 bits, qual será (em volts) a saída de escala plena do DAC?**

[a] 10.2300 V [b] 10.2325 V [c] 10.2350 V [d] 10.2375 V

12.3c **DACs com resistores ponderados foram utilizados originalmente. Qual das seguintes contribuiu para a impopularidade desta técnica?**

[a] dificuldade de casar a gama ampla de valores de resistor requeridos.

[b] dificuldade de ajustar os resistores na precisão necessária.

[c] dificuldade de implementar a faixa de resistores necessária em circuitos integrados.

[d] todas as anteriores.

12.4 Conversor Analógico para Digital (ADC)

A conversão de analógico para digital é um pouco mais complexa. A técnica mais utilizada é chamada de aproximação sucessiva. O esquemático de um ADC de aproximação sucessiva de 4 bits é mostrado na Fig. 12.4.

Clique em **Controller|ADC**. A tela agora mostra um registrador de aproximação sucessiva de 6 bits. Você pode mudar os valores deste registrador, de maneira que para poder compreender a operação deste tipo de ADC, você toma as decisões neste processo.

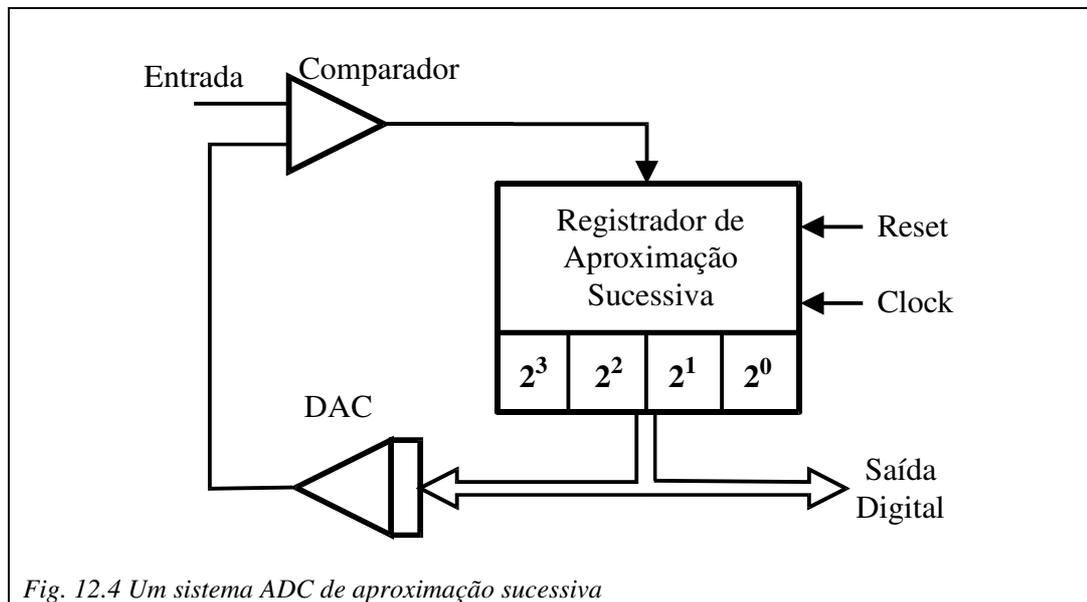



Fig. 12.4 Um sistema ADC de aproximação sucessiva

Ajuste o gerador de sinais: *Signal* = **DC Level**, *Offse*t = **72%**. Isto deve gerar uma tensão de 3.600V no soquete Vout. Esta é utilizada como entrada do conversor e pode ser medida por um voltímetro se este estiver conectado no circuito.

Tenha certeza que todos os dígitos na word a serem determinados sejam 0. Os dígitos são ativados/desativados por um clique sobre a caixa de dígito.

Na Fig. 12.4, pode-se observar que a saída da word digital está conectada a um DAC. A saída deste DAC é comparada com o sinal a ser medido. O objetivo é ajustar a saída do DAC para o mesmo valor da tensão sendo medida. A entrada digital no DAC então é o valor digital do sinal de entrada.

Selecione **Display|Graph**. O Canal 4 (púrpura) é a tensão a ser medida e esta tensão pode ser vista na área de escala quando o canal 4 é selecionado. O Canal 2 (azul) é a saída da medição do DAC e novamente a tensão pode ser lida na área de escala quando o canal 2 está selecionado.

Cada dígito é testado de cada vez, iniciando com o dígito mais significativo (*most significant digit - msd*) na esquerda.

Ajuste o msd em 1 clicando na sua caixa. A saída do (azul) é maior que a entrada (púrpura)? Se for, sua tentativa de acerto do valor do msd está errado, então o reajuste para 0. Se a saída do DAC for menor, sua tentativa está correta, então deixe o bit ajustado em 1. Entre com o valor obtido na caixa msd da Tabela 12.3 do seu livro de atividades.

Agora teste cada dígito subseqüente da mesma maneira. Ajuste o bit para 1 e, se a saída do DAC for maior que a tensão sendo medida, resete o bit para 0, caso contrário aceite o valor como 1. À medida que você entra cada dígito binário, você vai observar o decimal do valor medido se aproximar do decimal do valor de entrada. Ao testar cada dígito, você se aproximou sucessivamente do valor binário, para fornecer uma representação digital do valor analógico de entrada.

Offset %	Tensão de Entrada	msd					lsd 80mV	Tensão Medida
72%	3.600	1	0	1	1	0	1	3.600
50%								
30%								

Tabela 12.3 Valores de Aproximação Sucessiva

Ajuste o offset do gerador de sinais para os outros valores mostrados na Tabela 12.3 e determine os valores digitais destes offsets.

Na prática, o registrador de aproximação sucessiva, DAC e comparador são todos montados em um único chip. Este tipo de ADC opera com velocidade razoável – na ordem de microsegundos. Cada bit na conversão requer um (01) pulso de clock, de maneira que o aumento da resolução não aumenta muito o tempo de conversão. A precisão depende da precisão do DAC e, como o DAC isolado discutido acima, uma precisão de 12 bits é de uso comum com um custo relativamente baixo.

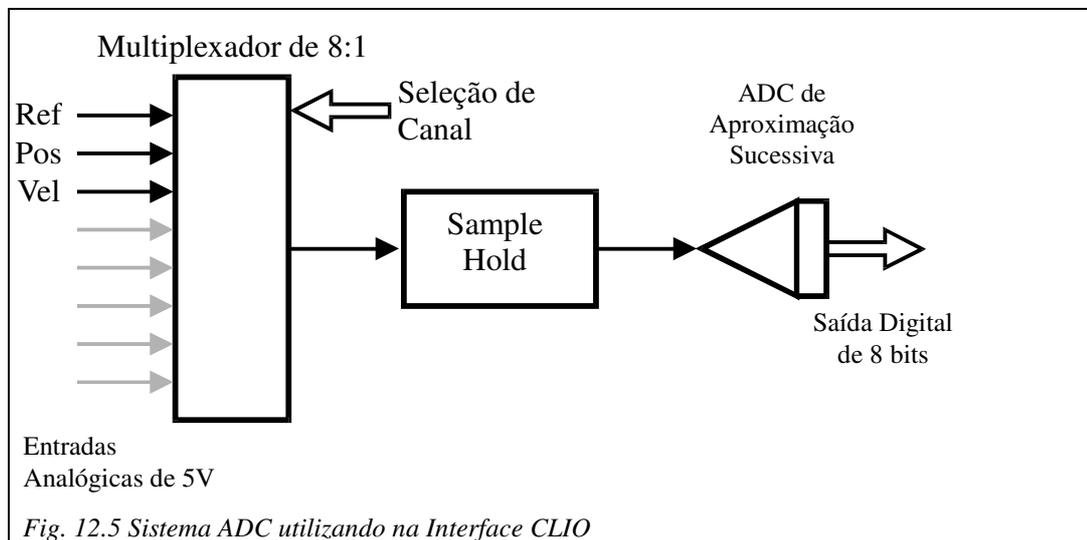
Sample/Hold (Amostra e Segura)

Com aproximação sucessiva, o valor digital está sendo convertido novamente para analógico, e comparado com o sinal real sendo medido. Pode haver um problema caso o sinal real mude durante o processo de conversão. Por esta razão, um circuito de **Sample/Hold** sempre é colocado antes do conversor. Antes que a conversão inicie, ele amostra o valor a ser medido por meio da carga de um capacitor e então retém o valor analógico sobre o capacitor durante o processo de conversão.

Multiplexação

Os ADCs não são produtos de baixo custo. Frequentemente, é muito caro alocar um ADC isolado para cada variável a ser medida. As entradas são trazidas para um arranjo de interruptores. Cada entrada é conectada, uma de cada vez, ao ADC e a conversão é realizada. Tal arranjo é denominado de **Multiplexação** e o dispositivos que contém os interruptores é denominado **Multiplexador**.

A Fig. 12.5 mostra o esquemático completo do ADC de Aproximação Sucessiva utilizado na placa CLIO.

Fig. 12.5 Sistema ADC utilizando na Interface CLIO

O ADC da interface CLIO é de 8 canais, 12 bits, bipolar. Ele converte sinais na faixa de -5.12 a 5.1175 volts, com uma resolução de 2.5 mV. Somente três canais estão sendo realmente utilizados.

Como os DACs, um ADC é caracterizado por sua faixa de operação e resolução. Além disso, a velocidade de conversão também é um fator.

Outras Técnicas de Conversão

Existem várias técnicas de conversão ADC utilizadas.

Conversor de Rampa Um contador *up/down* conectado a um DAC é utilizado. Se a saída do DAC for menor que a entrada, o contador é incrementado. Se ela for maior que a entrada, o contador é decrementado. Esta é uma maneira, de baixo custo, de fornecer ADCs individuais por canal, desde que a entrada nunca mude rapidamente.

Conversor Flash Este é o tipo de conversor utilizado para digitalizar sinais de vídeo. É rápido, de alto custo e de resolução baixa.

Integrador de Inclinação Dual

Teste é o tipo de conversor utilizado em grande parte dos voltímetros digitais. Ele pode ser muito preciso mas é lento – 20 conversões por segundo. Se o período de integração for ligado à freqüência da rede de alimentação, imprecisões devidas à interferências oriundas da rede podem ser eliminadas. Grandes valores de capacitância são necessários, que são volumosos, de maneira que o conversor de inclinação dual não é recomendado para inclusão em chips semicondutores.

Sigma Delta

Este conversor está substituindo o de inclinação dual em muitas aplicações. Ele pode apresentar as mesmas características de rejeição ao ruído do de inclinação dual, pode ser muito preciso (até 24 bits (resolução de 1 parte para 16777216)) e pode ser completamente integrado em um chip. A precisão e a velocidade podem ser ajustadas por computador, tornando esta a técnica ideal para uso em processos industriais onde a velocidade de conversão não é crítica. Com rejeição a interferências de rede, o Sigma Delta converte com a mesma taxa que o de inclinação dual (20 conversões por segundo).

12.4a **O Sample/Hold é utilizado com um ADC de Aproximação Sucessiva para manter a tensão de entrada constante durante o processo de conversão:**
Sim ou Não

12.4b **Um multiplexador permite que várias entradas sejam convertidas pelo mesmo ADC:**
Sim ou Não

12.4c **O tipo mais rápido de ADC é o de:**

- [a] Aproximação Sucessiva.
- [b] Inclinação Dual.
- [c] Sigma Delta.
- [d] Flash.

12.4d **O tipo mais preciso de ADC, apropriado para fabricação em circuitos integrados é o de:**

- [a] Aproximação Sucessiva.
- [b] Inclinação Dual.
- [c] Sigma Delta.
- [d] Flash.

12.5 Problemas com ADCs e DACs

Considerando que o sinal analógico é contínuo, tanto no tempo quanto na amplitude, o sinal digitalizado é discreto tanto no tempo quanto na amplitude, de maneira que a amplitude somente pode ter valores em múltiplos da resolução e o valor é conhecido somente nos instantes de amostragem.

Quantização da Amplitude

Selecione **Controller | Quanta** e ajuste *Amplitude* para **5-bits 320mV** e *Time* para **1**. O ADC agora possui uma faixa de ±5V e uma resolução de 320mV. Ajuste o gerador de sinais para *Signal* = **Sine**, *Level* =**50%,** *Offset* = **0%** e *Rate* = **1mS (10mS para o sistema operacional NT)**. O Canal 1 (azul escuro) mostra a onda senoidal sendo fornecida (com resolução plena de 12 bits). O Canal 4 (púrpura) mostra o que o computador acha com que a entrada se parece, pois ele amostra com resolução reduzida.

A entrada tendo somente valores discretos implica que o controlador nunca pode controlar com precisão maior que 1 bit. Este é denominado de **Erro de Quantização**. No momento, este está ajustado para 320mV como somente 5 bits estão sendo utilizados.

Aumente o número de bits clicando na caixa *Amplitude* e observe o erro de quantização diminuir. Na resolução de 12 bits da interface CLIO, a resolução é de 2.5mV que representa um pouco menos que 1/10 de um grau do eixo de saída do servo. Isto é adequado para um pequeno servo, mas não seria suficiente para o controle de posição de um telescópio astronômico.

A resolução do ADC e DAC deve ser escolhida de maneira a fornecer um erro de quantização aceitável.

Quantização de Tempo

A natureza discreta da amostragem de tempo também cria dificuldades. No display, o traço do gerador de sinais está sendo amostrado a cada 1 grau, mas o traço de entrada (púrpura) pode estar sendo amostrado com menos que isso. O número de graus entre amostras pode ser ajustado na caixa *Time*. Ajuste *Time* = **10**. O efeito da quantização de tempo pode ser observado, pois o sinal é plano entre amostras mas o traço púrpura está no valor correto (azul escuro) no instante de amostragem. Com esta taxa de amostragem, a entrada ainda é reconhecida como uma onda senoidal. À medida que o intervalo de amostragem aumentar, o sinal amostrado fica cada vez menos parecido com uma onda senoidal.

A taxa de amostragem deve ser mais rápida do que as freqüências sendo medidas.

Varie *Amplitude* e *Time* para observar os problemas de medição que surgem quando a amostragem é muito lenta e a resolução não é boa o suficiente.

Aliasing

Ajuste *Time* de volta a **1** e *Amplitude* para **12-bits**. Ajuste *Rate* em **700mS (7segs para o sistema operacional NT)**. Agora você está amostrando com uma taxa 700 vezes menor do que anteriormente. A onda senoidal está sendo amostrada apenas um pouco mais rápido que uma vez a cada dois ciclos. Vai demorar alguns minutos para obter uma figura completa, especialmente se estiver utilizando o NT.

A entrada medida agora se parece com uma onda senoidal de baixa freqüência. Isto não é bom. Você está tentando medir uma alta freqüência mas, devido à amostragem inapropriada, o computador está obtendo uma freqüência muito baixa. Isto é denominado de **Aliasing** e ocorre quando um sinal está sendo amostrado com menos que duas vezes por período. Ao invés da freqüência correta, o computador "vê" uma falsa baixa freqüência (*alias*). Isto pode criar vários problemas em um sistema de controle, se houver ruído de alta freqüência na medição. O controlador vai "ver" o *alias* de baixa freqüência como um erro, e vai tentar eliminar um sinal que não existe na realidade.

A taxa de amostragem do ADC e do DAC deve ser escolhida de maneira a ser rápida o suficiente, para responder às entradas mais rápidas ou perturbações e os sinais devem ser filtrados para eliminar sinais de alta freqüência indesejados que podem causar *aliases*.

Avaliação dos Alunos 12

1. Um número binário de 10 bits possui uma resolução de?

a 0.4% b 0.1% c 0.01% d 0.001%

2. A razão de valores de resistor necessários para um DAC R-2R de 10 bits é de:

a 2048:1 b 1024:1 c 512:1 d 2:1

3. Qual das seguintes não é uma característica dos ADCs de Aproximação Sucessiva?

a É razoavelmente rápido.

b Pode ser integrado em um circuito integrado.

c Executa a conversão com precisão razoável.

d É extremamente caro.

4. Um pequeno erro em regime permanente, em um sistema de controle digital de posição, pode ser causado por:

a uso de um ADC lento.

b erros de quantização de amplitude.

c erros de quantização de tempo.

d *aliasing*.

Capítulo 13
Controle Digital Direto

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Descrever como os números são manipulados dentro de um computador
- Relacionar os problemas associados com a integração digital
- Explicar como a diferenciação digital é executada
- Delinear os problemas decorrentes da baixa resolução e amostragem lenta

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação "System Power 90" (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

13.1 Introdução ao Controle Digital Direto

Este não é um curso sobre computadores e programação mas, para entender o controle digital direto e alguns dos problemas da sua implementação, alguns aspectos de computação são introduzidos neste capítulo.

Você vai observar como os números positivos e negativos são manipulados, como eles são somados e subtraídos para formar o sinal de erro, multiplicados para formar o ganho, e como a integração e a diferenciação são executadas para criar o controlador PID.

Pequenos microprocessadores ou microcomputadores são utilizados no controle digital direto. Estes não possuem, usualmente, processadores de ponto flutuante, de maneira que todas as computações são executadas com aritmética de word fixa.

Os problemas associados com o tamanho da word do processado, resolução da conversão e temporização da conversão serão analisados.

13.2 Representação Numérica

No último capítulo vimos que os ADCs e DACs modernos são disponibilizados com resoluções de 8, 10 ou 12 bits. Mesmo com conversões de 8 bits, trabalhar com uma word de 8 bits geraria erros de arredondamento, de maneira que words de 16 bits serão assumidas. Porém, por razões de clareza, muitos dos exemplos utilizarão tamanhos de word menores que este.

Os sinais a serem tratados podem ser tanto positivos quanto negativos, então: como os números negativos são representados no computador? A maneira mais fácil seria utilizar o dígito mais significativo (*most significant digit – msd*) como um bit de sinal, mas isto funciona quando um número positivo e negativo são somados? Isto é:

2	⇒	0010		
-2	⇒	1010		msd utilizado como bit de sinal

+	⇒	1100	⇒ -4	Obviamente, isto não funciona.

Números de Complemento de 2

Uma técnica denominada complemento de 2 é usualmente utilizada para representar números negativos. Para deixar um número negativo, ele é invertido logicamente e então 1 é somado ao número invertido.

2 ⇒ 0010

Inverte ⇒ 1101
1 ⇒ 0001

+ ⇒ 1110 ≡ -2 em ‘complemento de 2’

4 ⇒ 0100
-2 ⇒ 1110

+ ⇒ 0010 ⇒ 2

Isto fornece a resposta correta, com o bit de transporte sendo ignorado.

Para uma word de 4 bits, toda a faixa de números de -8 a +7 são mostrados na Tabela 13.1

Complemento de 2 Binário	Decimal
0111	7
0110	6
0101	5
0100	4
0011	3
0010	2
0001	1
0000	0
1111	-1
1110	-2
1101	-3
1100	-4
1011	-5
1010	-6
1001	-7
1000	-8

Tabela 13.1 Números em complemento de 2 (word de 4 bits)

O modo binário da calculadora do Windows pode ser utilizado para praticar a aritmética binária de complemento de 2, mas lembre-se que a calculadora trabalha com uma word de 32 bits.

13.3 Faixa e Normalização

Se o ADC e o DAC forem de 10 bits, quais 10 bits da word de 16 bits eles devem ocupar? Os 10 bits menores parecem ser os mais óbvios para utilização, mas isto faz com que se perca precisão, especialmente quando estiver integrando pequenas diferenças – veja abaixo a seção sobre integração.

Usualmente, os números são normalizados para serem frações da plena escala, isto é, eles ocupam os bits superiores. O número binário (na forma de complemento de 2) 1000000000000000 representaria o valor mais negativo (por exemplo, -5.12 volts). O número binário 0111111111000000 representaria o valor mais positivo de 5.10 volts (observe que a resolução é de 0.02V). Assim, valores variáveis são normalizados para a faixa de interface.

13.4 Aritmética

As operações aritméticas principais requeridas são: a subtração para calcular o sinal de erro e a multiplicação para desempenhar o ganho. A adição e a subtração são operações diretas em um microprocessador.

A multiplicação para a execução de cálculos de ganho apresenta um pouco mais de dificuldade. Quando dois números de 16 bits são multiplicados, o resultado é um número de 32 bits. Além disso, como o ganho é representado dentro do computador? Um ganho de 5 poderia ser representado por 0000000000000101 mas como um ganho de 5.5 é representado? Se o ganho pode ser fixado em 3 casas decimais, os cálculos de ganho devem ser feitos em duas partes. 5.500 é armazenado como 5500 (1010101111100). A variável é multiplicada por este montante, formando uma word de 32 bits. Este número de 32 bits é então dividido por 1000 (1111101000) para formar o resultado de 16 bits. Com um ganho de 5.5, qualquer sinal de erro maior que 5.12/5.5 volts vai tornar o resultado maior que o fim da escala. A rotina de multiplicação deve verificar que resultados maiores que a faixa são limitados ao máximo ou mínimo da faixa antes que os 16 bits maiores do resultado de 32 bits sejam descartados.

13.4a Qual é o resultado, em binário, da subtração binária de 01011100 - 00101101?

- a 00100101
- b 00101010
- c 00101111
- d 11010000

13.4b Se o ADC e o DAC em um sistema tiverem uma resolução de 12 bits e o computador tiver um tamanho de word de 16 bits, quais dos 16 bits as words de conversão ocupariam?

a 12 superiores.
b 12 inferiores.
c 12 intermediários.
d iniciaria 1 abaixo do topo.

13.4c Um sistema de controle proporcional possui uma faixa que vai de -2.048 a + 2.047 volts. A leitura da entrada é de 1 volt e a leitura da saída é de 0 volts e o ganho é de 4. Qual é a tensão de acionamento?

a 4 V
b 2.047 V
c -2.048 V
d -4 V

13.5 Integração

No controle PID existe uma necessidade de integrar o erro. Como isto é feito? Com um sinal analógico, a integração é a área sob a curva, como mostra a Fig. 13.1.

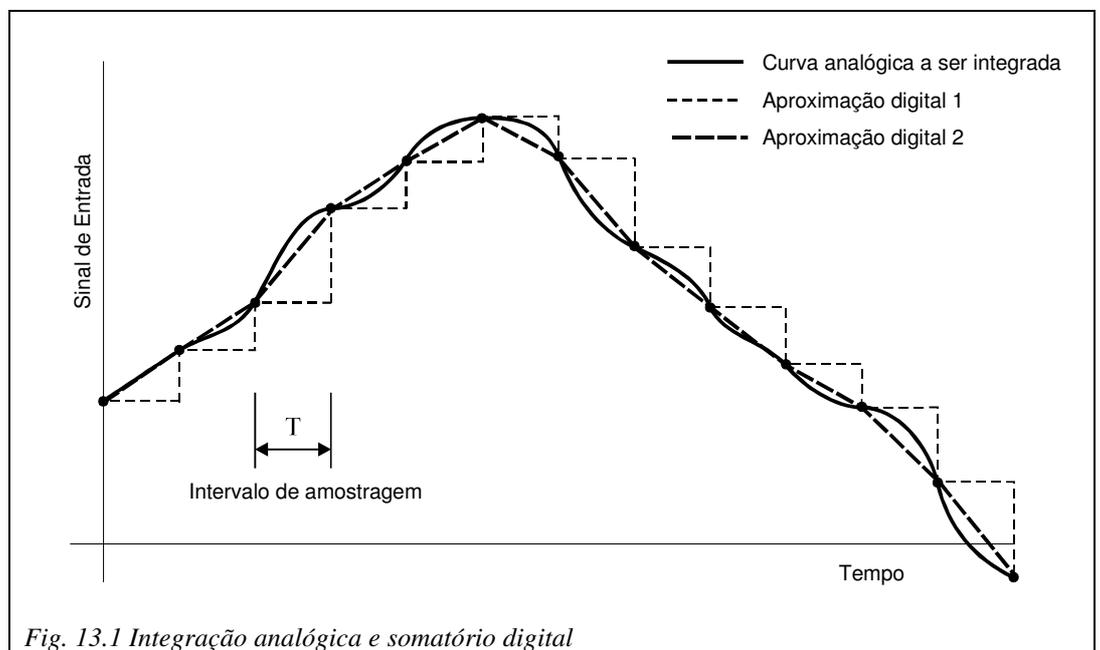



Fig. 13.1 Integração analógica e somatório digital

Existem várias regras matemáticas para o cálculo da área sob a curva, sendo que a mais fácil consiste em manter um total atualizado de todas as amostras de sinal que chegam. Porém, o intervalo de amostragem deve ser levado em conta, especialmente se ele puder ser alterado.

Assim, a integral poderia ser:

$$I_n = (S_n \times T) + I_{n-1} \quad \text{Eq. 13.1}$$

onde S_n é a n-ésima amostra, T é o intervalo de tempo entre amostras, I_n é o novo valor da integral e I_{n-1} é o valor anterior da integral.

Dois itens devem ser considerados nesta abordagem. A partir da Fig. 13.1, pode-se observar que assumir que o sinal é constante durante um intervalo de amostragem gera um erro. Uma integração mais correta vai resultar se for assumido que o sinal é uma linha reta entre uma amostra e a próxima. O cálculo então seria:

$$I_n = (S_{n-1} \times T) + \left(\frac{S_n - S_{n-1}}{2} \times T\right) + I_{n-1} \quad \text{Eq. 13.2}$$

O primeiro termo é a área retangular e o segundo é a área triangular. Em um computador, é fácil lembrar da última amostra, de maneira que não há dificuldade na execução deste cálculo. Esta equação pode ser simplificada:

$$I_n = (S_{n-1} \times T) - \left(\frac{S_{n-1}}{2} \times T\right) + \left(\frac{S_n}{2} \times T\right) + I_{n-1} = \left(\frac{S_n + S_{n-1}}{2} \times T\right) + I_{n-1}$$

Eq. 13.3

O segundo problemas com este cálculo não é tão óbvio. Tomando como exemplo o caso onde estamos utilizando uma word de 16 bits, o ADC tem uma resolução de 12 bits (cada bit representando 2.5 mV) e o período de amostragem é de 1/64 avos de um segundo. Um erro de 1 bit então seria armazenado como 0000000000010000. A multiplicação deste por 1/64 desloca a word para a direita por 6 bits, tendo como resultado 0000000000000000. Nada é integrado, de maneira que o integrador não pode corrigir para um erro de 2.5 mV. É necessário um erro 4 vezes maior que este, isto é, 10 mV, antes que algo seja somado ao total do integrador. A ação integral então não seria fazer o seu trabalho, que é o de eliminar o erro em regime permanente.

A solução para isto é armazenar a soma das amostras e fazer a multiplicação após a adição, isto é::

$$I_n = A_n \times T \quad \text{onde} \quad A_n = \frac{S_n + S_{n-1}}{2} + A_{n-1} \qquad \text{Eq. 13.4}$$

Exemplo

A seguinte seqüência de amostras foi tomada a intervalos de 10 ms:

0, 50, 100, 200, 250, 300, 300, 260, 220, 150, 75, 30

13.5a **A integral destas amostras calculada utilizando a equação 13.1 é?**

13.5b **Utilizando a equação 13.3 é?**

13.5c **Utilizando a equação 13.4 é?**

Entre com estes valores no seu livro de atividades. Haverá uma pequena diferença entre as respostas ‘a’ e ‘b’. As respostas ‘b’ e ‘c’ devem ser as mesmas.
Para ilustrar os efeitos do tamanho de word, os cálculos podem ser feitos com inteiros somente, isto é, as frações de cada cálculo são desprezadas. Este é o decimal equivalente a trabalhar com um tamanho de word fixo. Para manter a abordagem de inteiros, a multiplicação por T = 0.01 pode ser considerada como uma divisão por 100.

13.5d **O uso da equação 13.3, trabalhando com inteiros, somente um valor integral de?**

13.5e **O uso da equação 13.4 trabalhando com inteiros somente, fornece um valor integral de?**

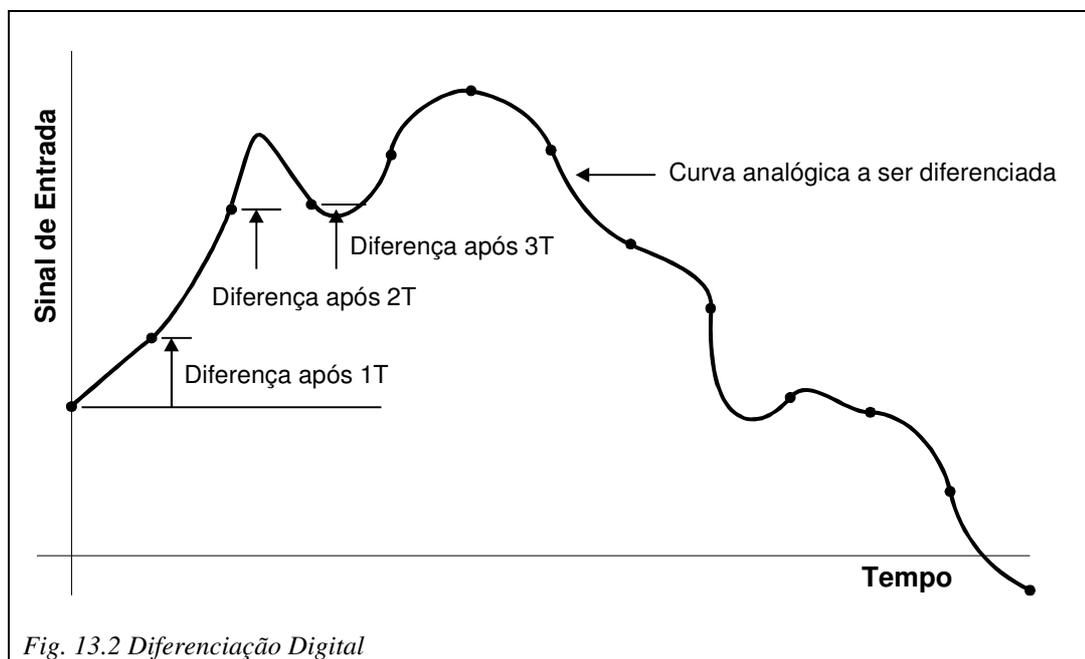
Entre com estes valores no seu livro de atividades. Quando estiver trabalhando com tamanhos de word restritos, a ordem de computação pode ser importante. As equações 13.3 e 13.4 fornecem a mesma resposta quando não existe restrição no tamanho de word, mas a equação 13.4 é bem mais precisa quando o tamanho de word é restrito.

Quando for escrever programas de computador para controle em tempo real utilizando tamanho de word fixo, um cuidado extra deve ser tomando com o tamanho de word e com a ordem na qual os cálculos são executados.

Um outro problema com o elemento de integração digital no controle PID ocorre se a integral sair da escala. O valor da integral deve ser mantido nos valores máximos positivo ou negativo e não pode retornar.

13.6 Diferenciação

Uma aproximação da diferenciação também é facilmente obtida, mas novamente um cuidado extra deve ser tomado com a computação. A Fig. 13.2 mostra um sinal para qual a diferenciação digital é necessária. A diferenciação é a taxa de variação de um sinal, de maneira que pode ser aproximada pela diferença entre as amostras.

Fig. 13.2 Diferenciação Digital

Porém, a partir da Fig. 13.2, pode-se observar que a diferença depende da taxa de amostragem. A diferença deve ser dividida pelo intervalo de amostragem.

Isto fornece a diferença como:

$$D_n = \frac{S_n - S_{n-1}}{T}$$

Novamente, temos problemas com a diferenciação digital.

Se o intervalo de amostragem for muito curto, existe somente uma pequena mudança entre as amostras, de maneira que somente poucos dos dígitos menos significativos são utilizados. Quando corrigido para o intervalo de amostragem, pode haver somente alguns poucos valores de inclinação produzidos pelo diferenciador, resultando em um controle grosseiro pela ação diferencial.

Se o intervalo de amostragem for longo demais, os valores de diferença são maiores, mas mudanças significativas mais rápidas podem ser perdidas. O intervalo de amostragem deve ser escolhido com respeito à constante de tempo do sistema. Cerca de 10 a 50 amostras durante uma constante de tempo são necessárias.

Cuidados devem ser tomados com a proporcionalidade gerada pela divisão pelo intervalo de tempo T.

A derivada é uma medição da taxa de variação, de maneira que sinais de alta freqüência são amplificados. Para evitar isto, os sinais medidos devem ser filtrados para eliminar freqüências altas indesejadas.

13.6a Se a taxa de amostragem de um diferenciador digital for muito rápida, o resultado será:

[a] a diferença entre medições sucessivas serão muito pequenas para serem significativas.

[b] uma mudança significativa do sinal pode ser perdida.

[c] mudanças grandes resultarão em valores fora de escala.

[d] somente poucos níveis de inclinação produzidos.

13.6b Se a taxa de amostragem de um diferenciador digital for muito lenta, o resultado será:

a a diferença entre medições sucessivas serão muito pequenas para serem significativas.

b uma mudança significativa do sinal pode ser perdida.

c mudanças grandes resultarão em valores fora de escala.

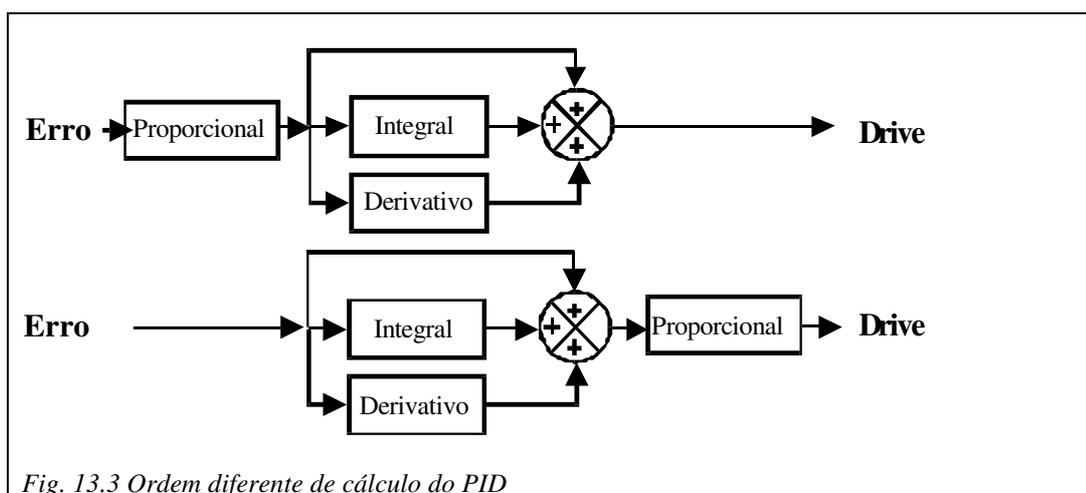
d somente poucos níveis de inclinação produzidos.

13.7 Ordem de Cálculo

Você provavelmente aprendeu em algum momento que a ordem de cálculo na aritmética não importa, isto é:

$$(K \times A) + (K \times B) = K \times (A + B) = (A + B) \times K$$

Porém, quando se está trabalhando com tamanho de word fixo, a ordem é importante. A Fig. 13.3 mostra duas versões do diagrama de blocos de um controlador PI. Sob as regras de diagrama de blocos e da aritmética normal, ambos os diagramas devem fornecer a mesma saída. Porém, se o ganho proporcional for maior que 1, a saída do elemento proporcional pode facilmente alcançar os limites da faixa que resulta em erros nos cálculos integral e diferencial. Se o ganho for menor que 1, a resolução é perdida quando for calcular a integral e a derivada. Assim, com tamanho de palavra fixo, a configuração é usualmente utilizada para a implementação digital em PID.

Fig. 13.3 Ordem diferente de cálculo do PID

13.8 Efeito da Resolução de Amostra

Assumindo que os cálculos foram feitos na ordem correta, o efeito principal na precisão da execução é a resolução do ADC e do DAC.

Reconecte o sistema como mostra a Fig. 1.6, Capítulo 1.

Inicie o VCL e proceda com **load CA06PE13**.

Arquivo CA06PE13	**Controlador** PID	**Planta** MS15 Analógico		**Display** Gráfico	
Gerador de Sinais		**Graph**			
Sinal	Degrau (Step)	1 Entrada	ON	5 Drive	OFF
Nível	50%			6 Proporcional	OFF
	0%	3 Erro	ON	7 Integral	OFF
Taxa	10 ms	4 Velocidade	ON	8. Derivativo	OFF
Referência	Interna				
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**		Desengatado	
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**		180°	

Se os parâmetros ajustados para o controlador não fornecerem uma resposta satisfatória, volte ao Capítulo 9 e use os ajustes que você determinou para seu motor DC.

Você deve obter uma resposta ao degrau sem sobresinal. Agora mude o ajuste de 12 bits para 5 bits e observe as mudanças na resposta.

Teremos dois efeitos diferentes:

1. As respostas transitórias em pequenos passos, a cada 1 bit menos significativo, isto é, 320 mV.

2. O regime permanente não permanece. Ele oscila, acima e abaixo, por 1 bit (320 mV). O sistema de controle está tentando manter um valor em regime entre os dois níveis mais próximos que ele pode medir, de maneira que está oscilando entre os dois níveis.

13.9 Efeito da Taxa de Amostragem

Todos os cálculos dentro da implementação em PC do controlador utilizam a capacidade de ponto flutuante do PC para fornecer integração e derivação precisas à medida que a taxa de amostragem muda, de maneira que uma ampla variedade de plantas pode ser controlada. Porém, os efeitos da taxa de amostragem podem ser vistos pela redução da taxa na qual o ADC e o DAC operam.

Ajuste a resolução de volta a 12 bits. Agora, diminua o parâmetro *Rate* do gerador de sinais, que controlada taxa na qual o gerador de sinais, display e conversões são amostrados.

Observe o comportamento do sistema para as taxas mostradas na Tabela 13.2 e defronte cada taxa, no seu livro de atividades, anote a mudança na estabilidade do sistema. Inicialmente, isto será uma mudança no sobresinal.

Taxa (ms)	Estabilidade
10	
20	
50	
100	
200	
500	

Tabela 13.2 Efeitos da taxa de amostragem sobre a estabilidade

À medida que o tempo entre amostras aumenta, o amortecimento do sistema diminui de maneira evidente pelo aumento de sobresinal. Eventualmente, a taxa de amostragem é muito lenta para manter controle do sistema e ele começa a oscilar.

13.9a **A redução da resolução do sistema irá:**

- a aumentar a velocidade da resposta do sistema.
- b reduzir a velocidade da resposta do sistema.
- c limitar a precisão em regime permanente até o dígito menos significativo.
- d aumentar a precisão em regime permanente.

13.9b **A redução da taxa de amostragem do sistema irá:**

[a] aumentar a velocidade da resposta do sistema.

[b] reduzir a velocidade da resposta do sistema.

[c] tornar o sistema mais estável.

[d] tornar o sistema menos estável.

13.10 Sumário

Os microcomputadores com interfaces analógicas agora são rápidos e baratos o suficiente para serem utilizados como controladores, sem se preocupar muito com os efeitos da digitalização, com a exceção de algumas situações: dinâmica rápida do sistema ou onde uma precisão extrema é necessária.

O uso de um microcomputador fornece várias vantagens, devido à facilidade que cada processador tem de se comunicar com outros processadores. Isto permite a implementação de sistemas SCADA e o ajuste efetivo de parâmetros PID utilizando processadores mais poderosos.

Sistemas digitais também permitem displays mais ergonômicos e procedimentos de ajuste.

Avaliação dos Alunos 13

1. Um sistema de controle proporcional possui uma faixa que vai de -2.048 a + 2.047 volts. A leitura da entrada é de 1 volt, da saída de 1.5 volts e o ganho é de 4. Qual é a tensão de acionamento (*drive*)?

a 2.047 b 2 c -2 d -2.048

2. Quando estiver trabalhando com tamanho de palavra fixo, qual equação seria utilizada para calcular a integral do erro?

a eq. 13.1. b eq. 13.2. c eq. 13.3. d eq. 13.4.

3. Um sinal de erro é amostrado a intervalos de 50ms. Duas leituras sucessivas são de 1.500 e de 1.800 volts. A inclinação do sinal, em volts/segundo, é de:

a 0.015 b 0.133 c 6 d 66.67

4. A resolução de um DAC causa:

a erros de quantização no tempo.
b erros de quantização de amplitude.
c *aliasing*.
d não causa erros.

5. Uma taxa de amostragem muito lenta causa:

a redução da velocidade de resposta
b maior erro em regime.
c instabilidade.
d redução do sobresinal.

Capítulo 14
Interfaceamento Digital

Objetivos deste Capítulo

Ao término deste capítulo, você será capaz de:

- Descrever a Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*) e outras técnicas de acionamento digital

- Descrever a medição de posição por Código de Gray e outras técnicas, absolutas e relativas, de medição de posição digital

- Indicar os problemas associados com medições digitais de velocidade

- Comparar o comportamento de sistemas de controle analógicos e digitais

Equipamentos Necessários para este Capítulo

- Módulo de Motor DC MS15
- Módulo de interface CLIO com cabo de conexão ao PC
- Fonte de alimentação "System Power 90" (ou equivalente)
- Cabos de conexão de 4 mm
- PC rodando o Software de Laboratório de Controle Virtual

14.1 Introdução ao Interfaceamento Digital

Quando discutimos o controle digital, observamos como os controladores digitais foram utilizados como um substituto direto de controladores analógicos. Isto envolveu o uso de ADCs e DACs para converter entre os formatos analógico e digital.

Como foi mostrado, o processo de conversão adiciona custos e pode criar problemas. Seria mais fácil se o computador pudesse fazer o acionamento utilizando sinais lógicos ao invés de convertê-los para analógico e se as medições também estivessem disponíveis em formato digital.

O sistema motor DC MS15 possui várias interfaces digitais que serão utilizadas para ilustrar o interfaceamento digital:

- **Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation – PWM)** fornece um acionamento digital ao motor. Para selecionar a entrada PWM, mova o interruptor de acionamento do motor para a posição ‘PWM’.
- O **Disco com Fendas (Slotted Disc)** pode ser utilizado para medir a velocidade do motor.
- O disco com **Disco de Gray (Gray Code)** mede a posição angular do eixo do motor.

A fiação do sistema utilizando a interface digital é mostrada na Fig. 14.1. A interface CLIO para a interface digital consiste de uma saída lógica PWM rotulada ‘Pw’, uma entrada lógica para o disco com fendas rotulada ‘P0’ e quatro entradas lógicas para a medição por código de Gray, rotuladas ‘D0’-‘D3’.

Conecte o sistema como mostra a Fig. 14.1, mas não ligue a alimentação ainda.

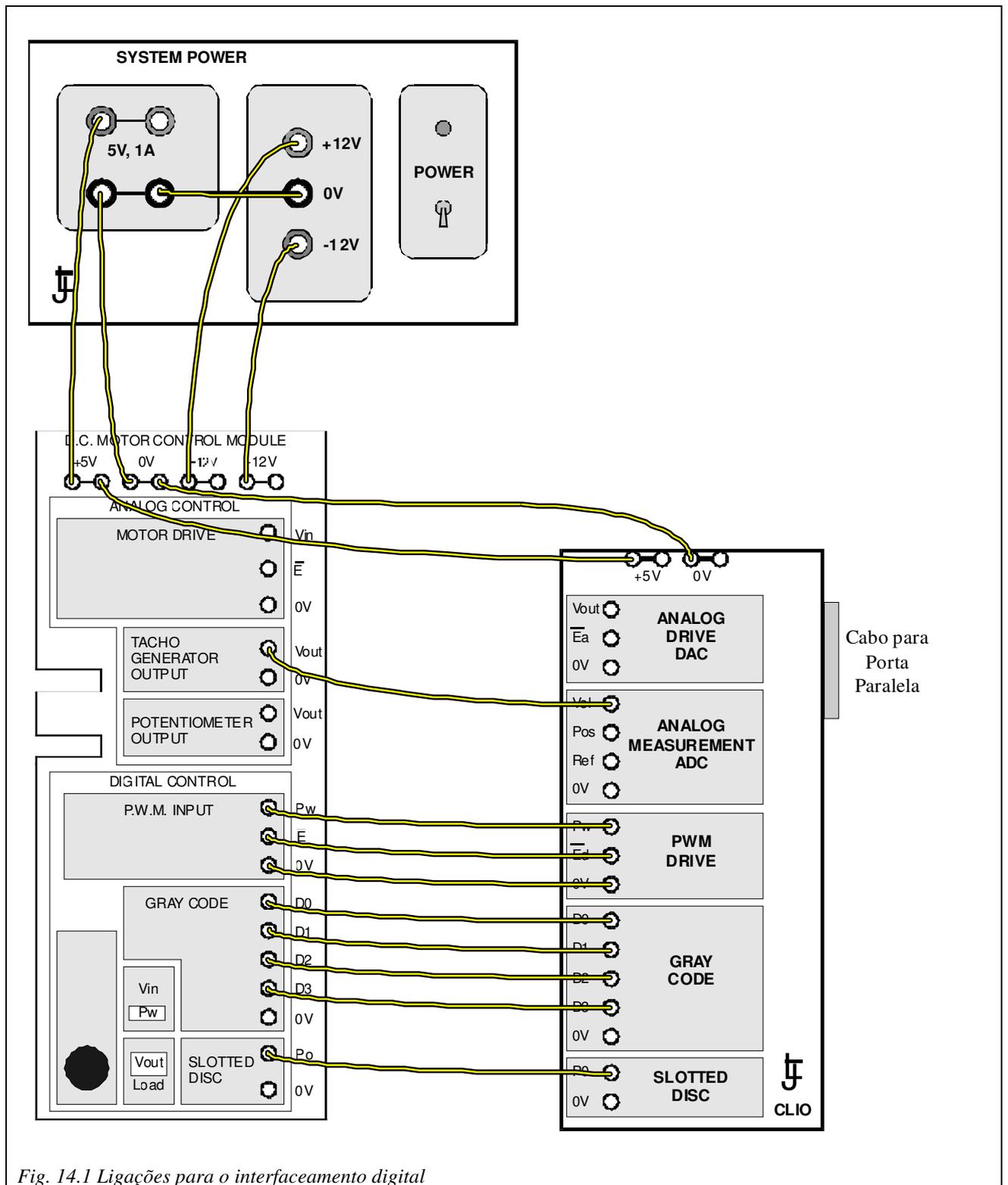



Fig. 14.1 Ligações para o interfaceamento digital

14.2 Acionamento (Drive) Digital

Nos capítulos anteriores, o acionamento da planta teve de ser convertido para um sinal analógico para alimentar o motor DC. Como foi mostrado, os conversores de digital para analógico são dispositivos um tanto complexos. Existem muitos exemplos onde um sinal de controle pode ser fornecido diretamente, eliminando a necessidade do DAC.

Bang-bang

A forma mais simples de acionamento digital é chamada de sistema **Bang-bang**. As temperaturas do forno e do refrigerador são controladas desta maneira. O aquecedor do forno está ligado (ON) até que a temperatura desejada seja atingida, então este é desligado (OFF). Quando a temperatura cai, o aquecedor é ligado (ON) novamente.
Utilizando tiristores, um sinal digital de nível baixo pode ligar e desligar grandes montantes de energia elétrica com pequeno desperdício de potência.
É improvável termos um computador em um forno doméstico, mas muitas aplicações de aquecimento na indústria utilizam controle microprocessado para aquecimento elétrico, especialmente quando a temperatura tem de ser controlada de acordo com um perfil. As máquinas de moldagem de plástico requerem este tipo de controle de temperatura.
A Fig. 14.2 mostra a tensão da rede de alimentação necessária para vários níveis de potência em um sistema de controle de temperatura. A potência é ligada/desligada de acordo caso seja desejado. Se metade da potência é requerida para manter a temperatura, a potência poderia estar ligada (ON) por metade do tempo e desligada (OFF) na outra metade. A potência pode ser controlada por um única linha digital de um computador.

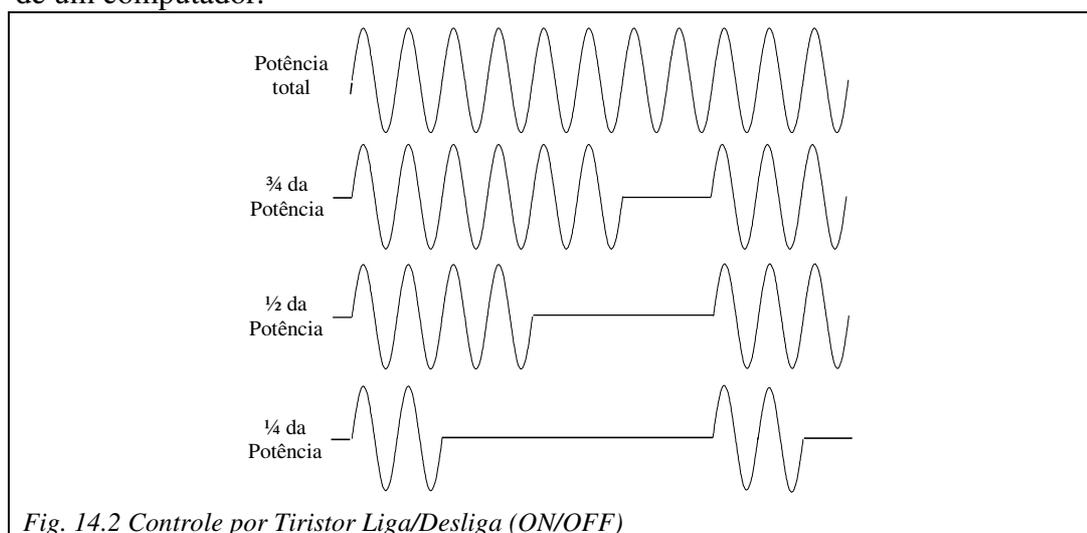



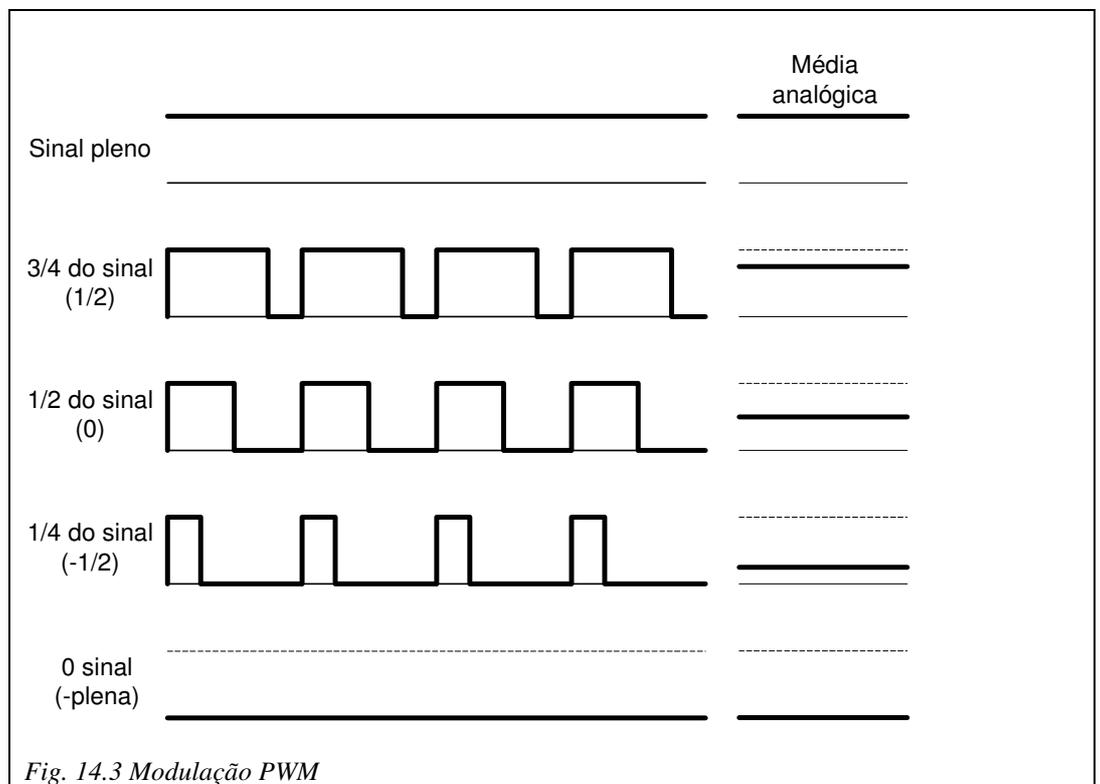
Fig. 14.2 Controle por Tiristor Liga/Desliga (ON/OFF)

Os tiristores utilizados desta maneira normalmente contêm circuitos para garantir que a potência seja sempre ativada quando a tensão for zero. Isto minimiza o ruído elétrico produzido pela ação de chaveamento.

No controle bang-bang, a aplicação decide o comprimento do período Ligado (ON) e o comprimento do período Desligado (OFF). Porém, pode-se perceber que a potência para uma planta poderia ser controlada pela variação da razão entre ON/OFF de um sinal. Isto levou ao uso da Modulação por Largura de Pulso.

Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation – PWM)

O valor médio de um sinal periódico de dois níveis depende da sua razão entre ON/OFF, como mostra a Fig. 14.3. Quando é obtido o valor médio do trem de pulsos por meio de um filtro analógico ou ação de filtro da própria planta, o valor médio vai do ON pleno ao OFF (ou ON pleno na direção negativa), à medida que o tempo de ON é reduzido. Para muitos processos, tais como o motor DC ou um forno, tal trem de pulsos terá seu valor médio gerado pelo processo em si, de maneira que o acionamento de potência pode ser um interruptor de potência lógico, eficiente, ao invés de um amplificador de potência analógico e ineficiente.

Fig. 14.3 Modulação PWM

Esta técnica bem, desde que o processador possa fornecer a precisão temporal. Muitos processadores possuem registradores especiais que vão fornecer saídas PWM, com temporização precisa.

Para planta do Motor DC utilizada, uma taxa de atualização de 10 milisegundos (0.01 segundos) foi utilizada. Para obter a equivalência da resolução de 12 bits, os tempos de ON e OFF tem de ser controlados com 0.01/4000 segundos, isto é, 2.5 milionésimos de um segundo - 2.5µs). Isto está dentro da capacidade de muitos processadores modernos.

As saídas PWM estão disponíveis para alguns microprocessadores e circuitos integrados estão disponíveis para acionar motores DC. Estes tomam um sinal lógico de baixa potência e convertem-no em um sinal de alta potência PWM para acionamento das bobinas do motor.

Motores de Passo

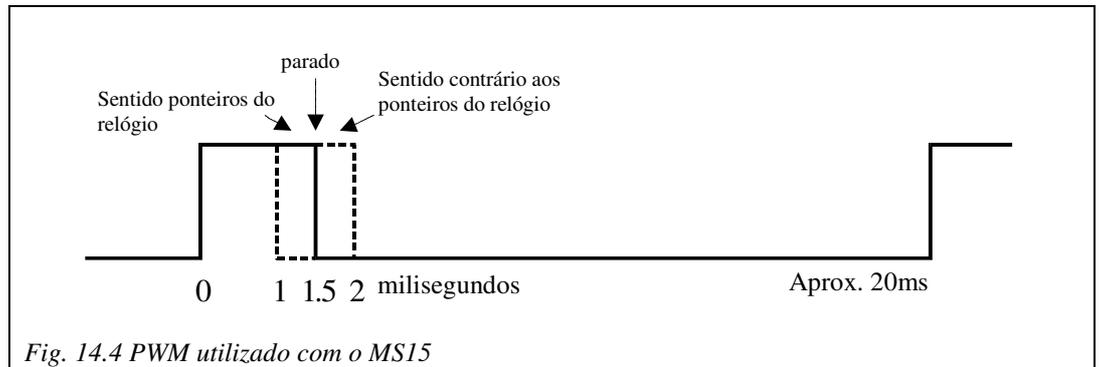
Um motor de passo é uma variante do motor DC, projetado de maneira que a armadura é estável para vários ângulos fixos. Um pulso de tensão sobre as bobinas de acionamento move a armadura para a próxima posição estável, isto é, ele dá um passo para a próxima posição. As bobinas de acionamento podem ser arranjadas de maneira que o movimento pode ser em ambas as direções. Os motores de passo são normalmente projetados para se mover por 7.5° ou 15°.

Um computador pode facilmente acionar um motor de passo – circuitos integrados especiais de potência estão disponíveis. Uma linha lógica especifica a direção de rotação e a outra é pulsada para girar o motor um passo. Como o acionamento de potência é um interruptor, este arranjo é eficiente em termos de potência.

Os motores de passo são utilizados quando um mecanismo tem de ser posicionado sem o uso de um sistema de realimentação. Tal sistema requer que a posição de início (dado zero) seja conhecida. O posicionamento da cabeça de impressão em uma impressora laser é um exemplo típico. Muitas máquinas ferramentas utilizam motores de passo para posicionar a ferramenta e a peça a ser trabalhada.

14.3 PWM Modificado utilizado no sistema Motor DC MS15

O acionamento digital para o motor DC utiliza uma forma modificada de PWM, o que torna mais fácil cumprir as considerações temporais. Nesta implementação, somente a duração do sinal ON é utilizada. O sinal PWM é mostrado na Fig. 14.4.

Fig. 14.4 PWM utilizado com o MS15

Um pulso de 1ms vai fazer com que o eixo de saída gire a toda velocidade, no sentido dos ponteiros do relógio. Um pulso de 2ms vai fazer com que o eixo de saída gire a toda velocidade, no sentido contrário dos ponteiros do relógio e um pulso de 1.5ms é a condição de parada. Este pulso deve ser repetido a intervalos regulares.

A temporização da largura de pulso fornece uma resolução de aproximadamente metade daquela do DAC, isto é, a resolução do PWM é de aproximadamente 1 em 2000.

Inicie o software VCL e proceda: **load CA06PE14**

Arquivo CA06PE14	**Controlador** Malha Aberta (Open-Loop)	**Planta** MS15 Digital		**Display** Evento (Event)
Gerador de Sinais		**Graph**		
Sinal	Nível DC	1 Entrada	ON	
Nível	0%	2 Posição	ON	
	0%			
Taxa	10 ms	4 Velocidade	ON	
Referência	Interna			
Motor DC		**Potenciômetro de Saída**		Desengatado
Freio	0	**Potenciômetro de Comando**		180°

Observe que **Plant** agora é *MS15-Digital* indicando que as seções digitais do motor DC e a interface CLIO estão sendo utilizados.

O sinal PWM aparece no soquete ‘Pw’ na área de acionamento PWM do módulo CLIO e deve ser conectado à entrada ‘Pw’ no módulo MS15. Para selecionar o PWM drive ao invés do acionamento analógico, o interruptor de seleção de acionamento do motor (Motor Drive) na base da unidade MS15 deve estar na posição PWM.

PWM Drive (Acionamento PWM)

O modo PWM do display de eventos deve ser selecionado. Este mostra a forma de onda sendo enviada para o circuito de acionamento do motor. A largura do pulso em milisegundos e a velocidade do motor, em volts, como medida pelo tacômetro, também é mostrada.

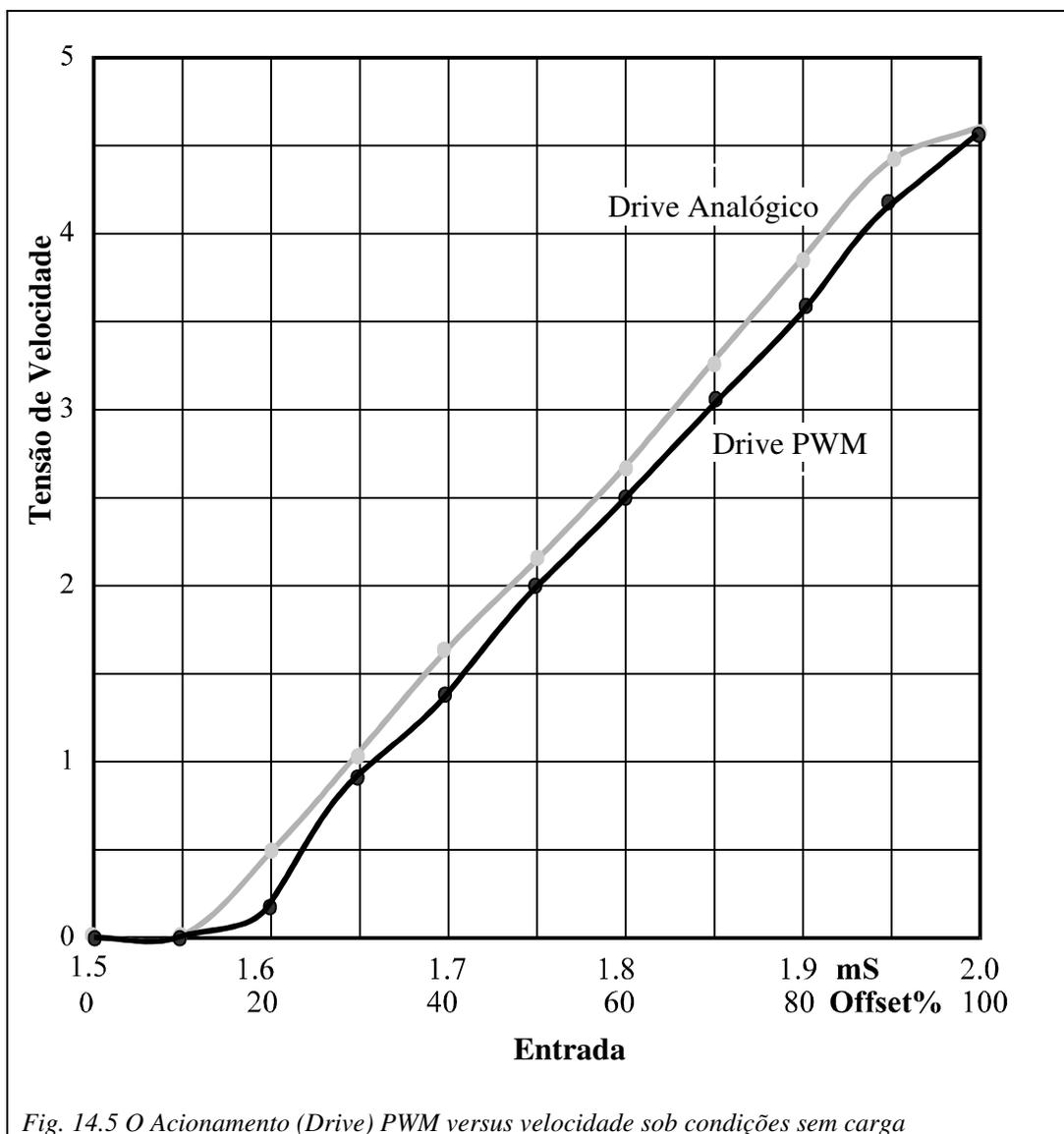
Com o parâmetro de entrada *Offset* = **0%**, o display deve mostrar um pulso de 1.5ms e o motor não deve girar.

Aumente o *Offset* com passos de **10%** e observe que o motor gira na direção inversa dos ponteiros do relógio. Com Offset de 100%, a largura de pulso deve ser de 2ms e o motor está girando a plena velocidade. Entre com os resultados na Tabela 14.1 do seu livro de atividades e trace o gráfico resultante na Fig. 14.5.

Offset %	Intervalo do Pulso	Tensão de Saída do Taco
0	1.5	
10		
20		
30		
40		
50		
60		
70		
80		
90		
100		

Tabela 14.1 Relação entre entrada do acionamento PWM e saída de velocidade

Compare esta curva com aquela obtida no Capítulo 2, Fig. 2.1. Como mostra a Fig. 14.5, elas devem ser similares. A modulação por largura de pulso, que requer somente uma saída lógica do computador, pode ser utilizada para gerar o acionamento (drive) para o motor DC.

Fig. 14.5 O Acionamento (Drive) PWM versus velocidade sob condições sem carga

Taxa de Repetição de Pulsos

A partir da Fig. 14.4, pode-se observar que, na velocidade máxima, o pulso PWM leva 2ms para se completar. O período de repetição não pode ser menor que 2ms. A Fig. 14.4 indica que 20ms seria uma taxa de repetição apropriada e, no experimento, esta foi a taxa utilizada. Nos experimentos analógicos, taxas de 10ms até 200ms foram utilizadas. A técnica PWM pode competir com esta faixa de taxas de repetição? Tente e verifique.

Ajuste o *Offset* para **50%** e, observando a leitura do taco no módulo do motor, encontre os limites na taxa sobre os quais o PWM irá funcionar. Entre com os valores máximos e mínimos no seu livro de atividades. Se o máximo for maior que 500ms, não tente ir além. Com o sistema operacional NT, não tente levar o mínimo abaixo de 10ms. Entre com os resultados no seu livro de atividades.

Taxa PWM mínima = [**ms**] Taxa PWM Máxima = [**ms**]

Desabilite o acionamento (drive).

14.3a **Um sistema 'Bang-bang' liga a alimentação quando a saída está com um valor menor que o ponto ajustado e desliga o sistema quando a saída está acima do ponto ajustado.**
Sim ou Não

14.3b **A Modulação por Largura de Pulso controla a potência para acionar a carga por meio?**

[a] da variação da amplitude de um sinal em onda quadrada

[b] da variação da largura de pulso de um pulso repetitivo

[c] da variação da freqüência de uma onda quadrada

14.3c **A curva medida de acionamento PWM foi similar àquela obtida com acionamento analógico?**
Sim ou Não

14.4 Medição Digital de Posição

As medições de posição podem ser absolutas ou relativas. Dentro dos limites do sistemas, uma medição absoluta pode mostrar, em qualquer instante, onde ela está dentro do sistemas. O potenciômetro analógico é uma medição absoluta, pois indica a posição angular do sistema. Um sistema relativo somente pode mostrar a você quão distante ele se moveu em relação ao início da seqüência de medição. A menos que seja dito em termos absolutos onde ele iniciou, o sistema relativo não sabe onde ele está. Muitos sistemas de medição digital são sistemas relativos. A diferença entre absoluto e relativo está ilustrada na Fig. 14.6.

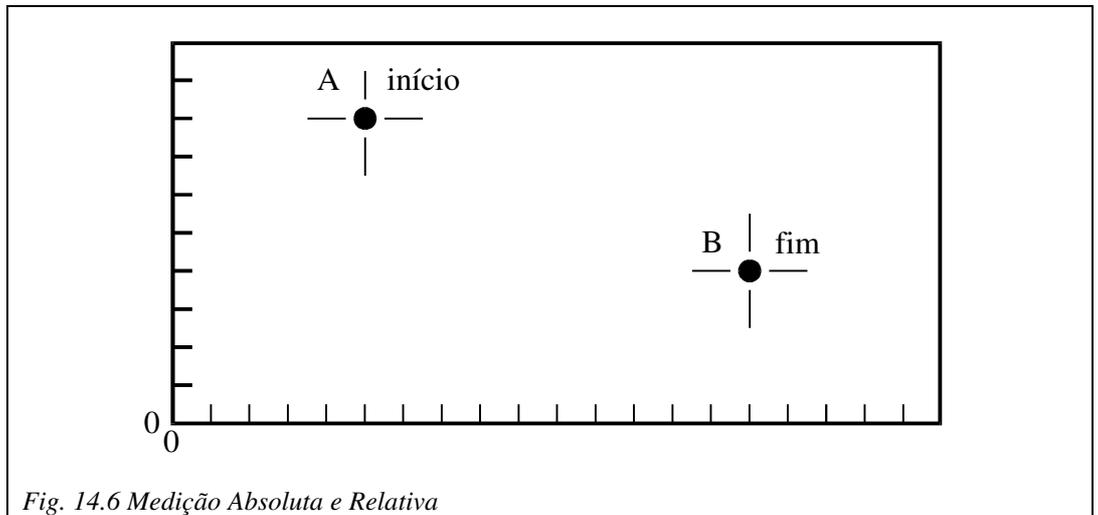



Fig. 14.6 Medição Absoluta e Relativa

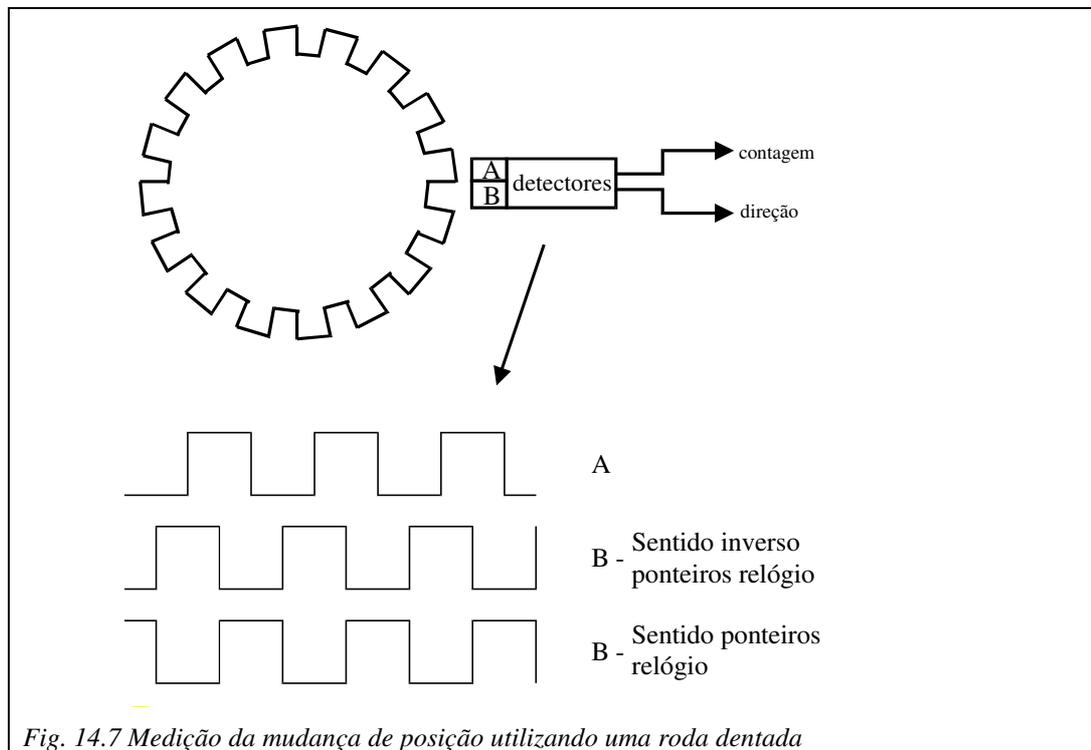
Sobre uma mesa de trabalho, a cabeça de uma máquina ferramenta inicia na posição A e se move para a posição B. Dentro do espaço de medição, a posição absoluta é de A é x=5, y=8 e de B é de x=15, y=4. Uma medição relativa iniciando em A e terminando em B seria de x=10, y=-5. A menos que a posição absoluta de A seja conhecida, a posição de B somente é conhecida com relação à posição de início A.

Medições de Posição Relativa

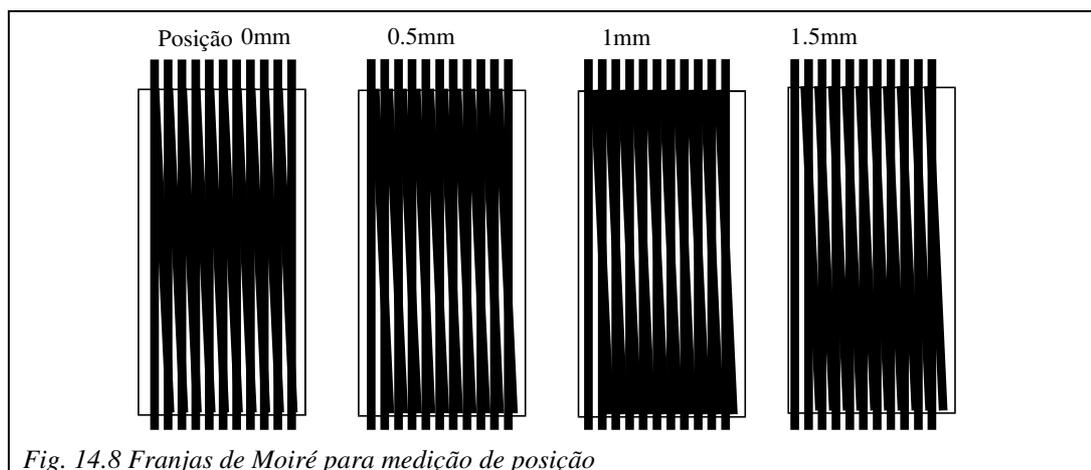
Digitalmente, as medições relativas são mais fáceis de executar do que as absolutas. Sobre uma máquina ferramenta, é fácil move a cabeça da ferramenta para uma posição de zero e então fazer todas as medições relativas a esta posição.

A Fig. 14.7 mostra uma maneira de medir movimento relativo. Uma roda dentada sobre o eixo cuja posição tem de ser medida – esta pode ser derivada a partir do movimento linear via um sistema de transmissão. Toda vez que um dente passar pelo detector, ele cria um pulso que é contado. O número total de pulsos é a distância movida. Dois detectores são utilizados para detectar a direção do movimento – se B for alto quando A fica alto, a roda está girando no sentido inverso aos ponteiros do relógio e se B estiver baixo quando A fica alto, a roda está girando no sentido do ponteiros do relógio.

Várias tecnologias podem ser utilizadas para detectar o movimento da roda. A interrupção de um feixe de luz é uma técnica útil, mas é susceptível a pó e sujeira. Detectores de proximidade capacitivos ou indutivos podem ser utilizados. Sensores magnéticos de efeito Hall também são utilizados mas isto requer que os dentes sejam uma série de magnetos.

Fig. 14.7 Medição da mudança de posição utilizando uma roda dentada

Esta é uma técnica útil mas há um limite para o número de nós que podem ser detectados em uma roda dentada. Um sistema de transmissão pode sobrepujar isto até certo ponto, mas técnicas mecânicas como esta não podem fornecer uma medição muito precisa.

Técnicas ópticas são utilizadas para medição precisa de posição no controle de máquinas ferramentas e metrologia. A Fig. 14.8 mostra como isto funciona.

Fig. 14.8 Franjas de Moiré para medição de posição

Duas grades ópticas são produzidas fotograficamente. Uma possui uma série de linhas verticais uniformemente espaçadas. A outra possui o mesmo conjunto de linhas, mas estas estão com um pequeno ângulo. Na Fig. 14.8, as linhas possuem 1mm de espessura e estão têm 2mm entre si. O segundo conjunto possui um ângulo de maneira que a base da linha está a 2mm à direita do topo da linha. Quando as duas grades são colocas uma sobre a outra, um padrão de franjas pode ser visto. Este padrão é denominado de "Franjas de Moiré – *Moiré Fringe*".

Uma grade longa está fixada na base da máquina e outra grade curta está fixada na plataforma móvel. À medida que a plataforma se move, a faixa negra se move para cima e para baixo. Uma faixa vai se mover pela cabeça do detector a cada vez que a plataforma se mover pelo espaço da grade. As faixas são contadas para determinar a distância movida.

Como grades muito finas podem ser produzidas, com um custo, esta técnica é utilizada para medições muito precisas. Pequenos movimentos da plataforma são amplificados em movimentos maiores da barra negra. Estações de inspeção de máquinas ferramenta geralmente usam esta técnica.

Medições de Posição Absoluta

A medição de posição absoluta é baseada em discos codificados, como mostra a Fig. 14.9. Um padrão digital é gravado sobre um disco translúcido, de maneira que um padrão digital dependente do ângulo de rotação pode ser captado pelos foto-detectores.

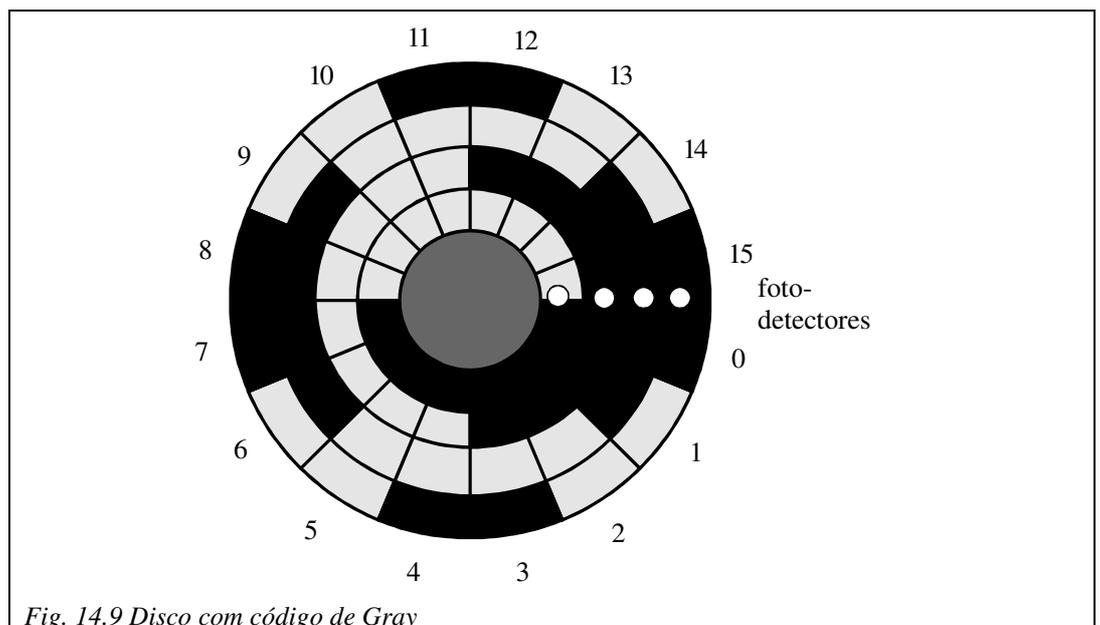



Fig. 14.9 Disco com código de Gray

Observando o disco na Fig. 14.9, você vai perceber que não é um código binário o que é utilizado. O código utilizado, denominado Código de Gray, é dado na Tabela 14.2. Este é o disco utilizado no módulo MS15.

Posição	Ângulo	D3	D2	D1	D0	Mudança
0	0 → 22.5	0	0	0	0	D3
1	22.5 → 45	0	0	0	1	D0
2	45 → 67.5	0	0	1	1	D1
3	67.5 → 90	0	0	1	0	D0
4	90 → 112.5	0	1	1	0	D2
5	112.5 → 135	0	1	1	1	D0
6	135 → 155.5	0	1	0	1	D1
7	155.5 → 180	0	1	0	0	D0
8	180 → 202.5	1	1	0	0	D3
9	202.5 → 225	1	1	0	1	D0
10	225 → 245.5	1	1	1	1	D1
11	245.5 → 270	1	1	1	0	D0
12	270 → 295.5	1	0	1	0	D2
13	295.5 → 315	1	0	1	1	D0
14	315 → 337.5	1	0	0	1	D1
15	337.5 → 360	1	0	0	0	D0

Tabela 14.2 código de Gray de 4 bits

A principal razão para utilizar o código de Gray é que, a cada mudança de código, somente um dígito muda. Isto torna o alinhamento dos sensores ópticos muito menos crítico. Se um código binário fosse utilizado, na mudança de 7 para 8, todos os quatro dígitos mudam. Se D3 fosse desalinhado de maneira que ele mudasse antes dos outros, o computador detectaria uma mudança de posição de 7 para 15 e então 8. O uso do código de Gray elimina estes problemas. O código de Gray também é utilizado porque existe uma relação lógica entre o código de Gray e o código binário, o que torna a escrita do programa mais fácil.

Para detectar o código utilizando LEDs, as faixas devem ser relativamente largas. Isto torna difícil fazer discos de alta resolução, especialmente se eles têm de girar com alta velocidade. Um circuito eletrônico ou computador pode ser utilizado para sobrepujar algumas destas deficiências, mas discos codificados com alta resolução possuem custo de produção elevado.

14.5 Medição da Posição Digital utilizada no sistema Motor DC MS15

O módulo MS15 está equipado com um disco de código de Gray de 4 bits, montado no eixo do motor.

Mude *Logic Display* de **PWM** para **Gray**. O display agora mostra a saída do disco com código de Gray.

Com a saída no estado *Disabled*, gire o eixo de saída até que o ponteiro esteja em algum ponto entre 0 e 40 graus. Clique na caixa *Sync* e a caixa *Degrees* irá mostrar o ângulo medido. O código de Gray foi sincronizado com a posição do eixo de saída. Isto é necessário, pois o disco de Gray é montado no eixo do motor, que gira 9 vezes para cada rotação do eixo de saída. O código de Gray somente pode medir dentro de 360/9 = 40° segmentos do eixo de saída. A sincronização mostra ao computador que o eixo de saída está no setor zero. O computador então mantém um registro sobre qual setor está pela detecção da mudança de código 15 para código 0.

O código de Gray de 4 bits então traduz a posição de saída para 40/16 = 2.5°. Isto é, grosso modo, o equivalente a utilizar o potenciômetro conectado a um ADC de 7 bits.

Gire lentamente o eixo de saída, no sentido inverso aos ponteiros do relógio, e você vai observar a saída de código seguir a seqüência mostrada na Tabela 14.2. O display mostra as formas de onda lógicas sendo medidas. Observe que somente um dos quatro dígitos muda em qualquer instante.

Habilite o motor e ajuste o parâmetro de entrada *level* para **50%**. O código de Gray é impossível de se ler visualmente. Mude para **Display | Graph**. O traço de posição (azul) agora mostra a posição do eixo de saída.

Desabilite o acionamento.

14.5a **É verdadeiro que uma medição de posição relativa mede a mudança na posição a partir de uma posição inicial arbitrária.**
Sim ou Não

14.5b **A medição das Franjas de Moiré é utilizada em máquinas de inspeção porque:**

a ela pode detectar mudanças muito pequenas de posição.

b ela é uma técnicas de medição de posição relativa.

c ela é de baixo custo.

14.5c **Um disco de código de Gray retorna o padrão binário 0101. Que faixa de ângulos do eixo isto representa?**

a 0 a 40° b 0 a 22.5° c 135 a 155.5° d 270 a 295.5°

14.5d **Se o disco está girando no sentido dos ponteiros do relógio, qual será o próximo código retornado pelo disco?**

14.6 Medição Digital de Velocidade

A velocidade não é fácil de medir digitalmente em um contexto de controle. Para o motor DC, é um número representando as revoluções por minuto que são necessárias. A maneira mais óbvia de obter isto é contar o número de vezes que o eixo gira em um minuto. Um disco com ranhuras (fendas) é fornecido para este propósito no MS15.

Habilite o motor e ajuste o parâmetro de entrada *Offset* para **+100%**. Isto aciona o motor com velocidade máxima. Leia a velocidade mostrada no display de LED vermelho. Esta é a velocidade do eixo de saída em RPM.

Velocidade máxima do eixo de saída = **RPM**

Existe uma transmissão de 9:1 entre o motor e o eixo de saída, de maneira que a velocidade do motor é 9 vezes este valor obtido.

Velocidade máxima do eixo do motor = **RPM**

Desabilite o acionamento e anote estes valores no seu livro de atividades.

Medição de Freqüência

O motor deve estar girando com aproximadamente 2000 RPM. A resolução obtida a partir do sistema Taco + ADC foi de 1 em 2000. Com um pulso por revolução, os pulsos teriam de ser contados por um minuto antes que a medição pudesse ser utilizada. Mas, para controlar velocidade ou posição, as medições são necessárias a cada 10 milisegundos.

Poderíamos colocar mais ranhuras no disco.

2000RPM é o mesmo que 2000/60 = 33.3 revoluções por segundo

Portanto, uma revolução leva 1/33.3 segundos = 30 milisegundos.

Em 10 ms o eixo gira 1/3 de uma revolução.

Para medir 2000 contagens em 10 milisegundos, requereria uma roda com 6000 ranhuras.

Medição do Período

Ao invés de medir o número de pulsos para um dado intervalo de tempo, o tempo entre os pulsos poderia ser medido. Na velocidade máxima, somente 3 ranhuras são necessárias para que uma passe a cada 10ms, mas com uma velocidade de 1 RPM, 2000 x 3 = 6000 ranhuras seriam necessárias para que uma ranhura passasse a cada 10ms.

Além disso, como o período é o inverso da freqüência, a medição do período precisa ser invertida antes de ser utilizada. Isto requer uma operação de divisão dentro do processador, o que requer certo montante de tempo.

Sistemas Práticos

Muitas aplicações não requerem a velocidade rotacional, a precisão ou a taxa de atualização do servossistema. Em muitas aplicações, um disco com várias ranhuras, possivelmente com velocidade maior devido a um sistema de transmissão, pode ser utilizado.

Um disco de 30 ranhuras com uma transmissão que o faça girar 10 vezes mais rápido do que o eixo do motor forneceria uma resolução de 1% quando amostrado a cada 10ms ou uma resolução de 1 para 2000 se amostrado a cada 200ms. Os problemas com isto são que, na velocidade máxima, o disco giraria a 20000 RPM. Isto é rápido para um sistema mecânico. Além disso, a inércia do disco seria refletida para o motor pelo mecanismo de transmissão, isto é, 10 vezes, de maneira que se somaria à inércia do motor.

Como ocorre com a medição de posição pelo disco com ranhuras, a direção pode ser determinada pelo uso de dois sensores colocados com 1/4 da circunferência de distância entre si.

Discos com ranhuras utilizando técnicas de detecção de proximidade ópticas, magnéticas ou outras são utilizados em muitas aplicações, mas não naquelas onde uma amostragem rápida é necessária. Sistemas de freio ABS são um exemplo.

Medição pelo Computador

Os temporizadores das entradas do Microprocessador podem ser configurados para cada medição de freqüência ou período. A freqüência é de mais fácil implementação, pois os resultados não dependem da freqüência de clock do temporizador utilizado na medição do período. Além disso, a freqüência é proporcional à velocidade, ao passo que o período é inversamente proporcional, o que resulta em uma operação extra de divisão.

Para uma amostragem rápida da velocidade, como requerido pelo exemplo do servomotor, um tacômetro com conversão de analógico para digital é a combinação mais apropriada. Muitos microprocessadores possuem ADCs embutidos mas, se não tiverem, é fácil fazer a interface de um ADC com um microprocessador – veja a seção 14.7 abaixo.

14.6a **A medição digital de velocidade utilizando uma roda dentada não é útil para:**

[a] sistemas que requerem medições infreqüentes.

[b] sistemas que requerem medição precisa em um curto período de tempo.

[c] sistemas que requerem medições aproximadas.

14.6b **A técnica utilizada no equipamento de teste para obter uma medição digital de velocidade é:**

[a] medição de freqüência a partir de sensores de roda dentada.

[b] medição de período a partir de sensores de roda dentada.

[c] conversão de analógico para digital a partir do tacogerador.

14.7 Outras Medições Digitais

Como muitos sistemas de controle atuais estão sendo implementados como controladores digitais diretos, os microprocessadores e os periféricos estão sendo projetados para tornar a tarefa mais fácil.

Características do Microprocessador

Os temporizadores disponíveis nos microprocessadores podem ser configurados, tanto como contadores para a medição de freqüência, como temporizadores para a medição de freqüência. O processador somente requer a configuração e leitura dos dados no tempo correto.

Muitos microprocessadores agora possuem registradores PWM. O computador novamente configura a temporização necessária e o hardware e então produz o sinal requerido, sem intervenções posteriores do processador, até que a razão da marca de espaço tenha de ser alterada.
Vários canais de entrada analógicos (ADCs) também são fornecidos com muitos microprocessadores.
Existem também registradores especiais para fazer o interfaceamento com periféricos.

Interfaceamento

Inicialmente, periféricos como os ADCs e DACs eram tratados como parte do espaço de memória. Isto significa que os periféricos tinham que estar próximos do processador. Atualmente, várias técnicas de interfaceamento são fornecidas, o que permite que o periférico seja montado a certa distância de um processador. Estas técnicas de interfaceamento geralmente envolvem a transmissão dos dados digitais como um fluxo de dados seriais.
Existem três esquemas populares: - CAN, SPI (ou *Microwire*) e I^2C. O CAN é utilizado em ambientes críticos e é popular em robôs e automóveis. O I^2C é mais útil em periféricos computacionais, tais como *real time clocks*. O SPI é o esquema mais utilizado com periféricos do tipo de controle, e grande parte dos microprocessadores agora inclui uma interface SPI.
A Fig. 14.10 mostra um sistema, similar à interface CLIO, utilizando um interface SPI. O SPI utiliza 3 linhas comuns a todos os periféricos e uma linha de seleção para cada periférico individual. Quando a linha de seleção está ativa (baixo), os dados são levados ou retirados do chip selecionado. Não existe um protocolo padrão, sendo que cada dispositivo possui seus próprios requisitos. Esta falta de formalidade torna o SPI muito flexível. Na interface CLIO utilizada com o PC, demora cerca de 40 a 80 microsegundos para enviar ou receber dados de um dispositivo. Um microprocessador dedicado poderia acionar os dispositivos mais rápido que isto.

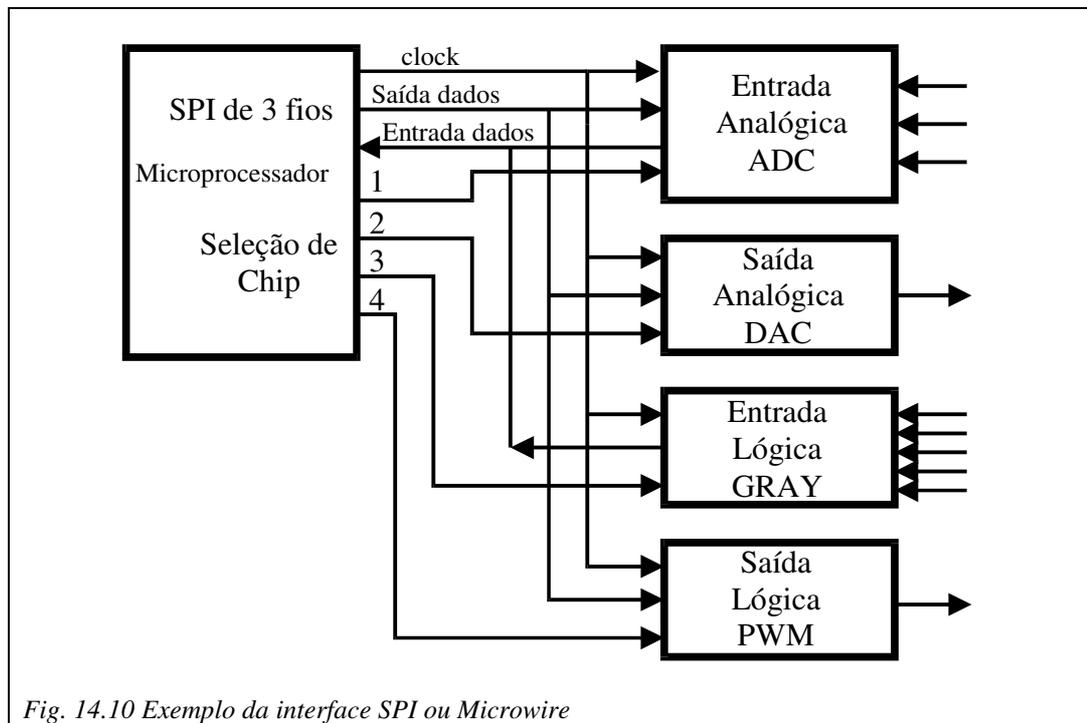



Fig. 14.10 Exemplo da interface SPI ou Microwire

Sensores com conversão embutida

Com o aumento da capacidade de computação dos circuitos integrados e da sua redução de tamanho e requisitos de potência, os dispositivos de medição agora estão sendo produzidos com circuitos eletrônicos de condicionamento e conversão embutidos no dispositivo. Sensores digitais de temperatura são disponibilizados por vários fabricantes.

14.8 Controlador utilizando Medição Digital

Desabilite o acionamento, selecione **Display | Event | Gray**, gire o dial de saída até o primeiro setor (0-40°) e sincronize o código de Gray.

Selecione **Display | Graph, Controller | Servo** e ajuste os parâmetros de entrada *Signal* | **Step**, *Level* | **50**% e *Offset* | **0**%.

O sistema agora está ajustado como um servo de posição utilizando medição digital de velocidade, medição analógica de velocidade e acionamento PWM.

Habilite o acionamento (Drive).

Ajuste o ganho proporcional K_c em 5 e ajuste a realimentação de velocidade K_v de maneira a obter um sistema com apenas um pouco de sobresinal. Entre com a realimentação de velocidade utilizada no seu livro de atividades.

K_v para resposta ótima = [ ]

Compare esta com o valor obtido no Capítulo 8 com medição e acionamento analógicos. Não deve haver muita diferença entre as duas figuras.

Mude para **Display | Event | Gray**. Isto mostra o código de Gray da posição sendo medida. Mude para **PWM** e a largura de pulso do acionamento é mostrada.

A medição e o acionamento digitais não fizeram mudanças significativas no desempenho do sistema, embora a falta de resolução na medição de posição seja evidente.

Em algumas aplicações, como PWM, as técnicas digitais oferecem uma vantagem, em outras, sensores analógicos seguidos de conversão de analógico para digital fornecem um desempenho melhor. Grande parte dos controladores modernos são baseados em microprocessadores, utilizando uma combinação de técnicas de interfaceamento digital e analógico.

O PC como um Controlador Digital

O PC não possui os registradores especiais de PWM, temporização ou *Microwire* que podem ser encontrados em alguns microprocessadores. Como resultado disto, os experimentos que utilizam periféricos digitais podem ter apresentado um desempenho pior do que aquele que seria obtido utilizando um microprocessador dedicado. O PC lida melhor com periféricos analógicos. O PC, porém, é melhor na questão de apresentação gráfica e interface com o usuário.

Na indústria, a função de controle do processo e a função de operação da planta seriam normalmente fornecidos por computadores separados, sendo a malha fechada mais rápida fornecida por um sistema baseado em microprocessador e o display do sistema e controle fornecidos por uma máquina com a capacidade gráfica interativa do PC.

14.8a **Comparado com o interfaceamento analógico, o sistema com interfaceamento digital foi:**

[a] melhor.

[b] não tão bom quanto.

[c] pior, mas adequado.

[d] pior, mas não adequado.

14.8b A saída PWM digital é utilizada porque:

[a] ela pode ser muito mais eficiente, em termos de consumo de energia.

[b] ela utiliza somente 1 pino de saída do microprocessador.

[c] ela pode ser tão precisa quanto o acionamento analógico.

[d] todas as alternativas anteriores.

Avaliação dos Alunos 14

1. Um sistema PWM, como aquele utilizado no MS15, requer uma atualização a cada 50 ms. Uma resolução de 10 bits é requerida. Qual resolução temporal é requerida pelo microprocessador que produz o sinal?

   [a] 5 milisegundos [b] 500 microsegundos

   [c] 50 microsegundos [d] 5 microsegundos

2. Os discos com código de Gray são preferidos em relação a discos com código binário porque:

   [a] eles medem a posição absoluta.

   [b] somente um dígito muda para cada mudança no código.

   [c] eles produzem um código que pode ser utilizado diretamente pelo computador.

   [d] eles podem ser ajustados em discos menores.

3. A técnica de interfaceamento digital mais comum para a entrada e saída de sinais em medições de controle em ‘real time’ é:

   [a] conexão como memória. [b] CAN.

   [c] I^2C. [d] *Microwire.*

4. O mundo ‘real’ é predominantemente analógico na sua natureza. Os sistema de controle utilizados atualmente são:

   [a] todos analógicos. [b] predominantemente analógicos, com alguns digitais.

   [c] predominantemente digitais, com alguns analógicos. [d] todos digitais.